

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра звукотехніки та реєстрації інформації
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621.396.2

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Г.Г. Власюк
(підпис) (ініціали, прізвище)

“ _____ ” _____ 2018 р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності 171 «Електроніка» за спеціалізацією «Електронні та інформаційні системи і технології телебачення, кінематографії та звукотехніки»
(код і назва спеціальності)

на тему: Інтерфейс системи мобільного зв'язку з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів

Виконала: студентка VI курсу, групи ДВ-71мп
(шифр групи)

_____ Баранчук Олександра Олександрівна _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник к.т.н., доц. Лазебний В.С. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»**

Інститут/факультет _____ **Факультет електроніки**
(повна назва)

Кафедра _____ **звукотехніки та реєстрації інформації**
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 171 «Електроніка» за спеціалізацією «Електронні та інформаційні системи і технології телебачення, кінематографії та звукотехніки»
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ **Г.Г. Власюк**
(підпис) (ініціали, прізвище)

«__» _____ 2018 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Баранчук Олександрі Олександрівні

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Інтерфейс системи мобільного зв'язку з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів»

науковий керівник дисертації Лазебний В.С. доцент, к.т.н.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «07» листопада 2018 р. №4114-с

2. Строк подання студентом дисертації 10 грудня 2018 р.

3. Об'єкт дослідження мобільні мережі із кодовим розділенням сигналів CDMA

4. Предмет дослідження (Вихідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) інтерфейс мобільної мережі з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів

5. Перелік завдань, які потрібно розробити дослідити теоретичні аспекти побудови і функціонування інтерфейсів систем мобільного зв'язку з кореляційним обробленням сигналів, проаналізувати принципи каналоутворення, проблеми систем з часовим кореляційним обробленням сигналів, дослідити принципи просторово-часового кореляційного

оброблення сигналів, розробити рекомендацій щодо шляхів вирішення проблем систем з кореляційним обробленням сигналів, які пов'язані з положенням мобільних та базової станції, надати рекомендації щодо принципів розширення КОС до ПЧ-КОС, оцінити продуктивність інтерфейсів з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів, розробити план стартап-проекту для покращення інтерфейсу вже існуючої мобільної мережі CDMA.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 1) Тема, актуальність, мета та задачі; 2) Проблеми CDMA та шляхи їх вирішення; 3) Застосування багатоканальної М-арної біртогональної маніпуляції (БМБОМ); 4) Оцінка похибки синхронізації та швидкості передавання; 5) Оцінка завадозахищеності та продуктивності системи; 6) Висновки по роботі. Публікації.

7. Орієнтовний перелік публікацій 1) Принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів / О.О. Баранчук // Науково-технічна конференція «Сучасні проблеми застосування електронних та інформаційних технологій в телекомунікаціях, телебаченні та цифровому кінематографі».

8. Дата видачі завдання 15.10.2018 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Написання першого розділу: «Аналіз та особливості інтерфейсів систем мобільного зв'язку з кореляційним обробленням сигналів»	15.10.2017-15.03.2018	
2	Написання другого розділу: «Просторово-часове кореляційне оброблення сигналів та інтерфейси на його основі»	15.05.2018-15.10.2018	
3	Написання третього розділу: «Оцінка продуктивності радіоінтерфейсів з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів»	20.10.2018-05.11.2018	
4	Написання четвертого розділу: «Розроблення стартап-проекту»	10.11.2018-25.11.2018	
5	Підготовка матеріалів до друку та оформлення пояснювальної записки	26.11.2018-01.12.2018	
6	Підготовка та оформлення презентації для доповіді	05.12.2018	

Студент

(підпис)

Баранчук О.О

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Лазебний В.С.

(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація: 106 с., 42 рис., 24 табл., 18 джерел, 1 додаток.

CDMA, TDMA, FDMA, DSSS, BER, АФМ, КОС, ОРП, ПВП, МОБІЛЬНА МЕРЕЖА, СМУГА ЧАСТОТ, МОДУЛЯЦІЯ, ПРОСТОРОВО-ЧАСОВЕ КОРЕЛЯЦІЙНЕ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ, РАДІОІНТЕРФЕЙС, МОБІЛЬНА МЕРЕЖА, БЕЗПРОВОДОВІ СИСТЕМИ, БЛИЖНЬО-ДАЛЬНЯ ПРОБЛЕМА, АВТОКОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ, АНТЕННА РЕШІТКА, СИНХРОНІЗАЦІЯ.

Об'єктом дослідження є мобільні мережі із кодовим розділенням сигналів CDMA.

Метою дисертації є дослідження інтерфейсу мобільної мережі CDMA з метою виявлення та вирішення проблем даної системи, а за рахунок цього підвищення продуктивності радіоінтерфейсу з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.

Результатом дослідження є отримання деталізованої інформації щодо недоліків мереж CDMA, а також формування рекомендацій щодо їх подолання для підвищення продуктивності радіоінтерфейсів з просторово-часовим кореляційним обробленням.

Предметом дослідження є інтерфейс мобільної мережі з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.

Методи дослідження: теоретичний із застосуванням основних положення теорії антенних систем, теорії ПЧОС, теорії цифрового оброблення сигналів, теорії електрозв'язку, теорії побудови систем безпроводового зв'язку, порівняльний аналіз для виявлення недоліків та їх подолання; критичний аналіз підходу до синхронізації для переходу від КОС до ПЧ-КОС, а також апарат математичного аналізу, аналітичної геометрії.

THE SUMMARY

Dissertation contains: 106 p., 42 dr.; 24 tb., 18 sources; 1 application.

CDMA, TDMA, FDMA, DSSS, BER, AFM, CSP, OES, PRS, MOBILE NETWORK, BANDWIDTH, MODULATION, SPACE-TIME CORRELATION SIGNAL PROCESSING, RADIO INTERFACES, MOBILE NETWORKS, WIRELESS SYSTEMS, THE NEAR-FAR PROBLEM, AUTOCORRELATION FUNCTION, ANTENNA ARRAY, SYNCHRONIZATION.

The object of the research is the mobile networks with code division of signals of CDMA.

The purpose of the dissertation is to study the interface of the CDMA mobile network in order to identify and solve problems of this system, and due to this increase of productivity of radio interface with the space-time correlation signal processing.

The result of the study is to obtain detailed information on the shortcomings of CDMA networks, as well as to formulate recommendations to overcome them to improve the productivity of radio interfaces with the space-time correlation signal processing.

The subject of the study is the interface of a mobile network with space-time correlation signal processing.

Methods of research: theoretical with the application the main provisions of the theory of antenna systems, theory of spatio-temporal correlation signal processing, theory of digital signal processing, telecommunication theory, theory of building wireless systems; comparative analysis to identify deficiencies and overcome them; a critical analysis of the synchronization approach for switching from the CSP to the ST-CSP, and the apparatus of mathematical analysis, analytical geometry.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ	8
ВСТУП	10
1 АНАЛІЗ ТА ОСОБЛИВОСТІ ІНТЕРФЕЙСІВ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ З КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ	13
1.1 Принципи каналоутворення в системах з кореляційним обробленням сигналів. Принципи DS-CDMA.	13
1.2 Радіоінтерфейс системи CDMA2000	23
1.3 Проблеми систем з часовим кореляційним обробленням сигналів (CDMA2000)	31
1.3.1 Асинхронний режим передавання в зворотньому каналі (мобільна станція-базова станція)	31багатопроменеві завадибага
1.3.2 Багатопроменеві завади доступу	35
1.4 Шляхи вирішення проблем систем з кореляційним обробленням сигналів пов'язані з розташуванням мобільних та базової станції.	37
1.5 Висновки з розділу.....	38
2 ПРОСТОРОВО-ЧАСОВЕ КОРЕЛЯЦІЙНЕ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ТА ІНТЕРФЕЙСИ НА ЙОГО ОСНОВІ	40
2.1 Принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів	40
2.2 Побудова інтерфейсів на основі просторово-часового кореляційного оброблення сигналів	45
2.2.1 Принципи синхронізації та просторового мультиплексування в системах з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.....	45

2.2.2 Мультиплексування при просторово-часовому кореляційному обробленні сигналів	55
2.2.3 Використання багатоканальної М-арної біортогональної маніпуляції в радіоінтерфейсах з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.....	55
2.3 Висновки з розділу.....	64
3 ОЦІНКА ПРОДУКТИВНОСТІ РАДІОІНТЕРФЕЙСІВ З ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ	65
3.1 Загальні засади	65
3.2 Оцінка завадозахищеності	65
3.3 Оцінка продуктивності	74
3.4 Висновки з розділу.....	77
4 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ	79
4.1 Опис ідеї проекту	79
4.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	81
4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	811
4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	89
4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	92
4.6 Висновки з розділу.....	94
ВИСНОВКИ.....	96
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	99
ДОДАТОК А.....	102

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

АБГШ	— адитивний білий гаусівський шум;
АР	— антенні решітки;
АФМ	— амплітудно-фазова маніпуляція;
БС	— базова станція;
БМБОМ	— багатоканальна М-арна бі-ортогональна модуляція;
БМКОМ	— багатоканальна М-арна квадратурна бі-ортогональна модуляція;
КОС	— кореляційна обробка сигналів;
МОМ	— М-арна ортогональна модуляція;
МБОМ	— М-арна бі-ортогональна модуляція ;
МС	— мобільна станція;
ОРП	— ортогональні розширюючі послідовності;
ПВП	— псевдовипадкова послідовність;
ПЧ-КОС	— просторово-часова кореляційна обробка сигналів;
Ч-КОС	— часова кореляційна обробка сигналів;
BER	— ймовірність бітової помилки;
CDMA	— технологія з кодовим розділенням сигналів;
DSSS	— метод прямої послідовності для розширення спектру;
DS-CDMA	— технологія CDMA з DSSS;
FH-CDMA	— розширення спектру за допомогою стрибкоподібної частоти MIMO – канал (антенні системи) з множинним входом і множинним виходом;
SNR	— відношення сигнал/шум;

- TH-CDMA — розширення спектру за допомогою стрибкоподібного часу;
- WCDMA/UMTS — стандарт технології з кодовим розділенням сигналів.

ВСТУП

В системах безпроводового зв'язку з кодовим розділенням сигналів (CDMA) CDMA2000 чи WCDMA каналутворення на фізичному рівні відбувається шляхом прямого розширення спектру (DSSS) за допомогою наборів ортогональних розширюючих послідовностей (ОРП). Особливістю такого методу є наступне: кожен інформаційний символ представлено однією з ОРП з можливого набору послідовностей. Такий підхід дозволяє боротися з багатопроменевістю та забезпечує стійкість системи проти міжсимвольних та внутрішньосистемних завад.

Однак система із CDMA має ряд недоліків, які не дозволяють розкрити можливості цієї технології в повній мірі. До таких недоліків входять недосконалі кореляційні властивості ОРП, а також асинхронний режимі при передаванні сигналу від мобільної станції на базову станцію. Можливості систем із кодовим розділенням сигналів до боротьби з усіма видами завад і встановлення надійного багатоканального зв'язку визначаються саме кореляційними властивостями. При асинхронному прийманні з'являються додаткові міжканальні завади, які також проявляється як ближньо-дальня проблема (Near-far problem).

Запропоновані у роботі новий підхід до синхронізації та новий тип канального кодування дозволяють вирішити дані проблеми. Нові підходи до синхронізації дозволяють розширити принципи КОС з часового (Ч-КОС) до просторово-часового (ПЧ-КОС) розуміння. Це дозволяє не тільки кількісно, але і якісно підвищити продуктивність систем на їх основі за рахунок нових можливостей впровадження тривимірного просторового розділення сигналів.

В даній роботі буде зроблено детальний огляд принципів побудови інтерфейсу мобільної мережі з CDMA. Запропоновано підхід до синхронізації, що дозволить розширити принцип КОС до ПЧ-КОС, що надасть можливість вирішенню наукової задачі, що полягає у підвищенні

продуктивності радіоінтерфейсів з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів. Тому, можна стверджувати, що тема дисертації є **актуальною**.

Метою дисертації є дослідження інтерфейсу мобільної мережі CDMA з метою виявлення та вирішення проблем даної системи, а за рахунок цього підвищення продуктивності радіоінтерфейсу з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.

Для досягнення даної мети необхідно виконати такі **завдання**:

- дослідити теоретичні аспекти побудови і функціонування інтерфейсів систем мобільного зв'язку з кореляційним обробленням сигналів;
- проаналізувати принципи каналоутворення, проблеми систем з часовим кореляційним обробленням сигналів;
- дослідити принцип просторово-часового кореляційного оброблення сигналів;
- розробити рекомендацій щодо шляхів вирішення проблем систем з кореляційним обробленням сигналів, які пов'язані з положенням мобільних та базової станції;
- надати рекомендації щодо принципів розширення КОС до ПЧ-КОС;
- оцінити продуктивність інтерфейсів з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів;
- розробити план стартап-проекту для покращення інтерфейсу вже існуючої мобільної мережі CDMA.

Об'єктом дослідження є мобільні мережі із кодовим розділенням сигналів CDMA.

Предметом дослідження є інтерфейс мобільної мережі з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів.

Методи дослідження: теоретичний із застосуванням теорії побудови інтерфейсу мобільних мереж CDMA; порівняльний аналіз для виявлення

недоліків та їх подолання; критичний аналіз підходу до синхронізації для переходу від КОС до ПЧ-КОС.

Новизна роботи полягає в узагальненій інформації стосовно принципів побудови інтерфейсів мобільного зв'язку, а також розширення кореляційного оброблення до просторово-часового кореляційного оброблення сигналів, що надає можливості підвищення продуктивності радіоінтерфейсів.

Практичне значення полягає у формуванні рекомендацій та підходів щодо переходу від КОС до ПЧ-КОС, що надасть можливість підвищити продуктивність радіоінтерфейсів мобільних мереж із CDMA. Ці рекомендації можуть бути використані організаціями, що надають послуги мобільного зв'язку стандарту CDMA. Результати дисертації можуть бути використані в навчальному процесі підготовки спеціалістів з телекомунікацій при розрахунку параметрів та побудові радіоінтерфейсів безпроводових мереж.

Публікації:

1. О.О. Баранчук. Принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів: Матеріали науково-технічної конференції «Сучасні проблеми застосування електронних та інформаційних технологій в телекомунікаціях, телебаченні та цифровому кінематографі». [Електронний ресурс] / Баранчук О.О. К.: НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2018. – С.75.

– Режим доступу:

http://kaf-ztri.kpi.ua/wp-content/uploads/CONFERENCE_ZTRI_2018.pdf

1 АНАЛІЗ ТА ОСОБЛИВОСТІ ІНТЕРФЕЙСІВ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ З КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ

Даний розділ присвячено розгляду особливостей інтерфейсів систем мобільного зв'язку з кореляційним обробленням сигналів. У розділі буде проведено аналіз класичної технології CDMA, що заснована на використанні ОРП та виявлено основні проблеми систем з кореляційним обробленням сигналів.

В розділі наведено детальний розгляд основи принципів каналоутворення, які використовуються системою DS-CDMA та особливості даної технології, досліджено переваги стандарту CDMA2000, виділено основні проблеми, які виникають в системах з кореляційним обробленням сигналів та запропоновано шляхи їх вирішення.

1.1 Принципи каналоутворення в системах з кореляційним обробленням сигналів. Принципи DS-CDMA

Технологія CDMA займає високу позицію в наборі багатоканальних стандартів безпроводового зв'язку, які ґрунтуються на прямому розширенні спектру – DSSS, таких як CDMA2000, WCDMA/UMTS і які все ще розвиваються на базі використання нових наборів ОРП.

Існує три види CDMA-технологій:

- розширення спектру за допомогою прямої послідовності DS-CDMA;
- розширення спектру за допомогою стрибкоподібної частоти FH-CDMA;
- розширення спектру за допомогою стрибкоподібного часу TH-CDMA;

- В більшості CDMA-систем використовується технологія розширення спектру методом DSSS, тому розглянемо детальніше даний метод.

Дана CDMA-технологія завжди розвивалась на відповідних методах розширюючих послідовностей. Так як DS-CDMA працює на основі технології, яка ґрунтується на методі прямого розширення спектру послідовністю ОРП, буде логічно розглянути характеристики технології DSSS, що в подальшому поширюються і на DS-CDMA.

Метод розширення спектру за допомогою прямої послідовності, або DSSS – це широкосмугова модуляція з прямим розширенням спектру, вона являється однією з трьох основних методів розширення спектру. Даний метод створення широкосмугового радіосигналу, за якого вихідний двійковий сигнал змінюється на псевдовипадкову послідовність (ПВП), що застосовується для модуляції несучої. Представити метод DSSS можна наступним чином. Вся смуга частот, що використовується, поділяється на деяку кількість підканалів – для стандарту 802.11 таких підканалів 11. Кожний біт інформації, який передається по каналу буде перетворено в 11-бітну послідовність за вже заздалегідь визначеним алгоритмом, надсилання отриманої 11-бітної послідовності буде одночасним і паралельним, використовуючи всі 11 підканалів. Отримана послідовність біт на приймальній стороні декодується, використовуючи вже відомий алгоритм, який було застосовано для її кодування. Інші пари передавач-приймач будуть застосовувати алгоритм кодування – декодування, який відрізняється від попереднього. Таких алгоритмів може бути у великій кількості.

Загальна ідея прямого розширення спектру представляється в амплітудно-фазовій модуляції АФМ сигнатур потоком даних. Для полегшення сприйняття даної концепції почнемо розгляд з найпростішого випадку передавання даних за допомогою бінарної модуляції без розширення спектру. Нехай $B_k(t)$ – інформаційний сигнал k -го користувача (рис.1.1), в

якому імпульси позитивної і негативної полярності тривалості T_b відповідають передаванню біта інформації, рівного 0 або 1 відповідно.

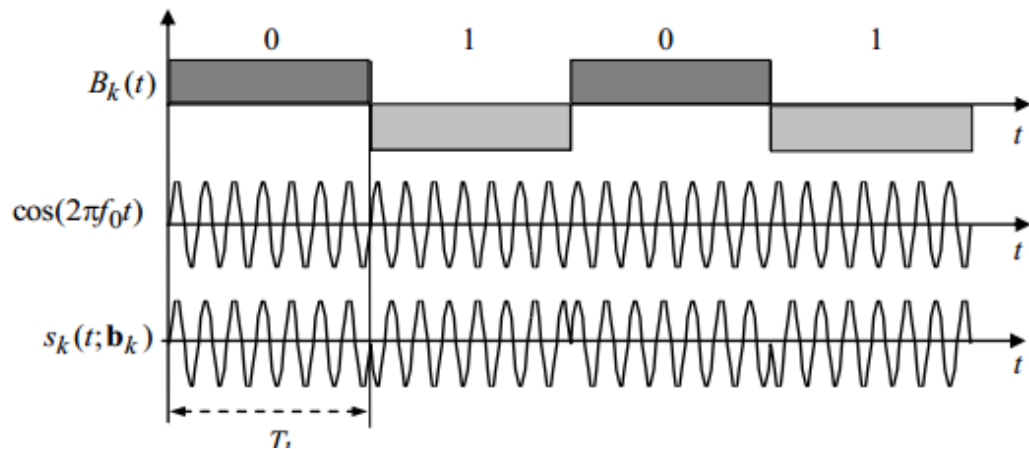


Рисунок 1.1 Ілюстрація передачі даних за допомогою бінарної ФМ

Якщо $b_k = (... , b_{k,-1}, b_{k,0}, b_{k,1}, ...)$ описує бітовий потік k -го користувача, то $B_k(t) = b_{k,i} = \pm 1(i-1)T_b < t \leq iT_b$. Передача $B_k(t)$ з використанням бінарної ФМ просто означає множення її на безперервну несучу частоту f_0 , дозволяючи прийти до н модульованого сигналу (рис.1.1):

$$s_k(t; b_k) = B_k(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad (1.1)$$

таким чином, практична реалізація бінарного ФМ модулятора являє собою помножувач, представлений на рис.1.2(а). Після поширення по каналу сигнал набуває тимчасову затримку τ_k і початкову фазу φ_k , а також відчуває послаблення, яке не враховується в подальшому розгляді. Тоді прийнятий корисний сигнал має вигляд:

$$s_k(t; b_k) = B_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k). \quad (1.2)$$

Типовий приймач бінарної ФМ інформації містить схеми стеження за затримкою і фазою несучої частоти, які оцінюють поточні значення затримки τ_k і початкової фази φ_k . Зараз питання про точність оцінювання може бути залишено в стороні, допускаючи, що приймачу відомі «істинні» значення τ_k і φ_k . Якщо розглянутий сигнал спотворено адитивним білим гаусівським

шумом (АБГШ), то оптимальна (максимально правдоподібна) процедура відновлення i -го переданого біта полягає в обчисленні кореляції спостереження $y(t) = s_{kr}(t; b_k) + n(t)$ з різницею сигналів, що відповідають значенням інформаційного біта 0 і 1 відповідно, яка в даному випадку є просто $2\cos(2\pi f_0 t + \varphi_k)$. Оскільки для вирішення про приймання бітів використовується тільки полярність кореляції і оскільки i -й біт на виході каналу займає часовий інтервал $[(i-1)T_b + \tau_k, iT_b + \tau_k]$, то обговорювана кореляція являє собою вираження:

$$z_k = \int_{(i-1)T_b + \tau_k}^{iT_b + \tau_k} y(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) dt,$$

а рішення $\dot{b}_{k,i} = 0$, або $\dot{b}_{k,i} = 1$ приймається в залежності від позитивного або негативного знаку $z_k = 0$. Можлива і широко поширена структура демодулятора, що реалізує дане правило, представлена на рис. 1.2(б). Вона містить корелятор, виконаний у вигляді перемножувача спостереження і генерованого місцевого зразка $\cos(2\pi f_0 t + \varphi_k)$ і інтегратора зі скиданням. В кінці кожного послідовного бітового інтервалу з виходу інтегратора береться відлік, рішення про поточний біт приймається відповідно до його полярності і після цього здійснюється обнуління інтегратора, готуючи його до роботи на наступному бітовому інтервалі.

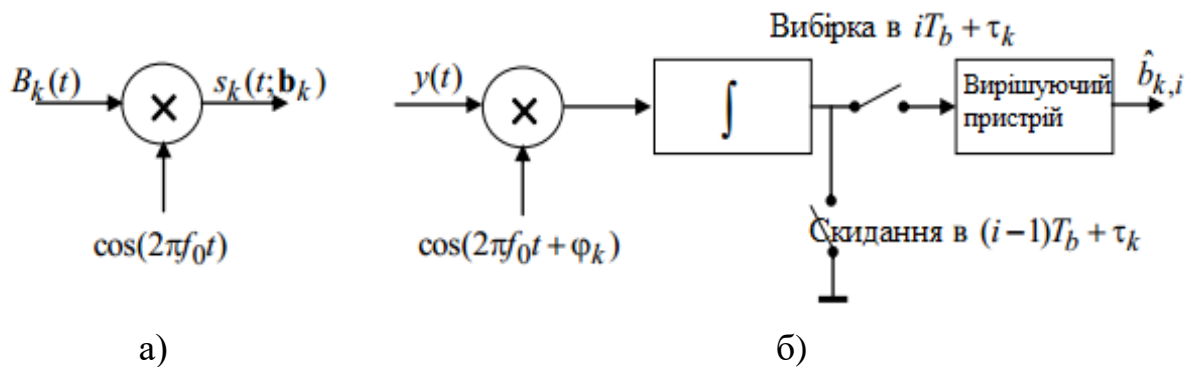


Рисунок 1.2 Бінарний ФМ модулятор (а) і демодулятор (б)

Розглянемо тепер зміни, які необхідно здійснити в разі передавання бінарних ФМ даних з розширенням спектру бінарної ФМ прямою послідовністю. Нехай $s_k(t)$ – k -та користувацька сигнатура, тобто дискретний сигнал, що складається з чіпів тривалості Δ , маніпульована деякою специфічною для кожного користувача бінарною послідовністю. Нехай на інтервалі одного біта даних міститься N чіпів сигнатури.

Тоді розширення прямої послідовністю бінарного ФМ сигналу полягає тільки у введенні ще одного множення в (1)- на сигнатуру $s_k(t)$:

$$s_k(t; b_k) = s_k(t) B_k(t) \cos(2\pi f_0 t). \quad (1.3)$$

Оскільки ширина смуги сигналів (1.1) і (1.3) є величиною, зворотною тривалості біта $T_b = 1/R$ і тривалості чіпа $\Delta = T_b / N = 1 / R \cdot N$ відповідно, то розподіл прямою послідовністю розширює спектр в N раз. Останнє пояснює ще одне найменування, яке використовується для позначення частотно-часового добутку і виграшу від оброблення $WT = N$, показник розширення (spreading factor). На практиці операції множення в (1.3) можуть бути виконані в довільному порядку, наприклад, як це показано на рис.1.3 (розширення бінарної m -послідовності довжиною $N=7$, $T_b = N\Delta$).

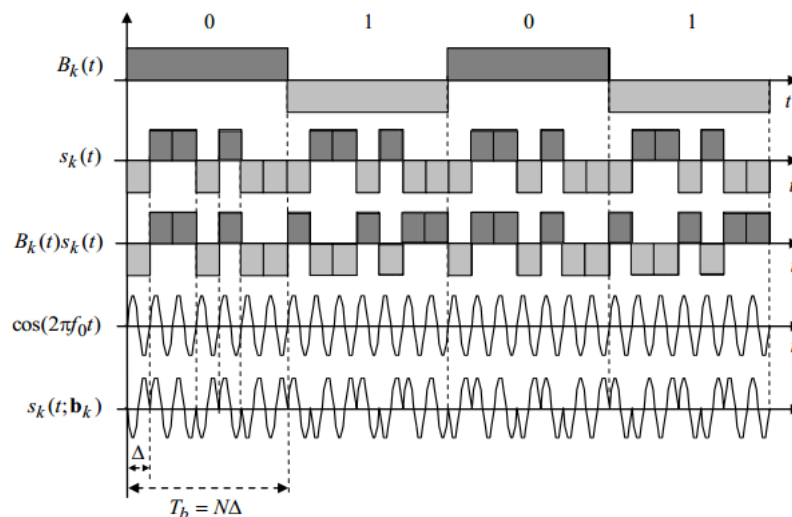


Рисунок 1.3 Пряме розширення бінарних ФМ даних бінарною сигнатурою

А також на рис. 1.4, де бітовий потік $B_k(t)$ спочатку множиться на сигнатуру $s_k(t)$, а результат добутку $B_k(t)s_k(t)$ модулює непевну несучу. Можна сказати, що в даному випадку бітовий потік спочатку модулює бінарну сигнатуру, а результат використовується для бінарної фазової маніпуляції несучої.

Після поширення по каналу, в ході якого з'являється затримка τ_k і початкова фаза φ_k , сигнал приймає вигляд:

$$s_{k,r}(t; b_k) = s_k(t - \tau_k) B_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k). \quad (4)$$

Маючи всю інформацію про параметри τ_k і φ_k , приймач для відновлення поточного (і -го) біта повинен лише зробити вибір між сигналом $s_{k,r}(t; b_k) = s_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k)$ і її протилежною копією. Для виконання цієї операції оптимальним чином спочатку може бути обчислена кореляція:

$$z_k = \int_{(i-1)T_b + \tau_k}^{iT_b + \tau_k} y(t) s_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) dt,$$

між спостережуваним коливанням $y(t)$ і формованої на місці смугової копії сигнатури $s_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k)$, а її полярність використана при винесенні рішення. Цікаво відзначити, що та ж сама оптимальна процедура може бути реалізована в два етапи: на першому знімається розширення, а на другому здійснюється демодуляція даних точно так, як і в разі відсутності розширення. Нехай спостереження $y(t)$ множиться на формовану в приймачі низькочастотну копію $s_k(t - \tau_k)$ сигнатури, в точності синхронізовану з прийнятим сигналом. Корисна складова спостереження після цієї операції прийме вигляд:

$$s_{k,r}(t; b_k) s_k(t - \tau_k) = s_k^2(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) = B_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k), \quad (1.5)$$

де врахована бінарна природа сигнатур ($s_k(t) = \pm 1$), внаслідок чого $s_k^2(t) = 1$.

Як видно, після даного кроку прийнятий сигнал не володіє ніякими рисами широкосмугового, повністю співпадаючи з простим сигналом (1.2) з бінарною маніпуляцією, яка визначається потоком даних. Внаслідок цього процедура множення спостереження на копію сигнатури називається зняттям розширення (despreading). Рисунок 1.4 ілюструє процедуру трансформації широкосмугового сигналу з прямим розширенням в звичайний бінарний ФМ сигнал, який модульовано потоком даних.

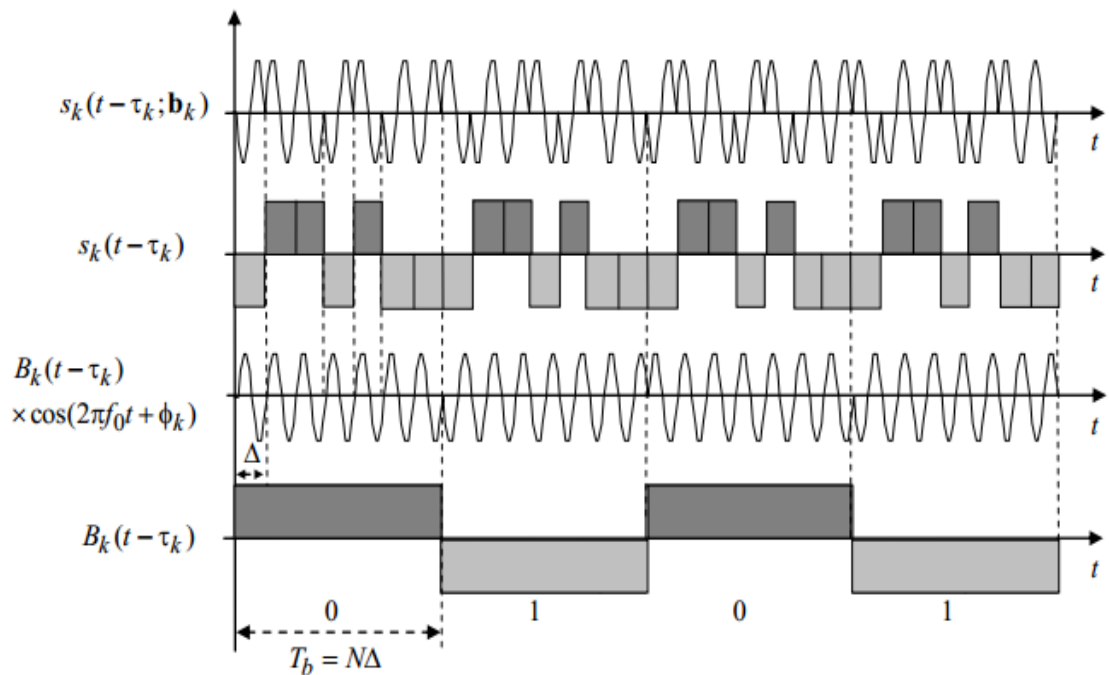


Рисунок 1.4 Зняття розширення бінарного ФМ сигналу

Оскільки сигнал зі знятим розширенням являє собою безперервну несучу з бінарною фазовою маніпуляцією даними, то подальше вилучення інформації здійснюється звичним демодулятором бінарного ФМ сигналу, наприклад таким, який представлений на рис.1.2(б). Повний цикл розширення і стиснення демонструє рис.1.5.

Для проведення обговорення в термінах частотної області звернемося до рис.1.6, на якому наведені спектральні щільності потужності $S_b(f)$, $S_{bs}(f)$ вихідного потоку даних $B_k(t)$ і його широкосмугової версії $s_k(t)B_k(t)$ відповідно.

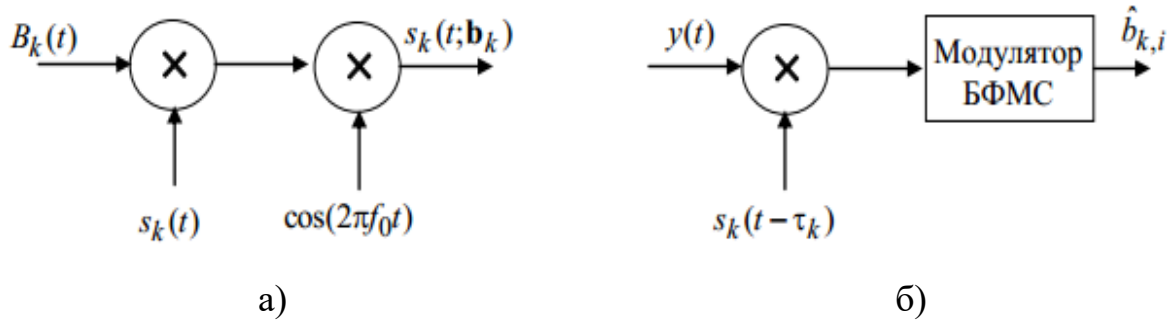


Рисунок 1.5 Розширення (а) і звуження (б) сигналу бінарною ФМ

Для послідовності $B_k(t)$ бітових імпульсів тривалості T_b , полярності яких випадкові і незалежні, спектр потужності визначається як $\tilde{S}_b(f) = T_b \sin^2(\pi f \Delta)$. Розгляд розширеного потоку даних знову як випадкову послідовність імпульсів з незалежними полярностями (цього разу тривалості Δ) призводить до спектру потужності тієї ж форми, але займає в N разів більшу смугу:

$$\tilde{S}_b(f) = T_b \sin^2(\pi f \Delta) = T_b / N \sin^2(\pi f T_b / N).$$

Передавання в ефірі широкосмугового сигналу має всі переваги розподіленого спектру, але на приймальній стороні зняття розширення повертає спектр у вихідну смугу, перетворюючи сигнал в вузькосмуговий, що дозволяє застосовувати найпростіші технології демодуляції даних.

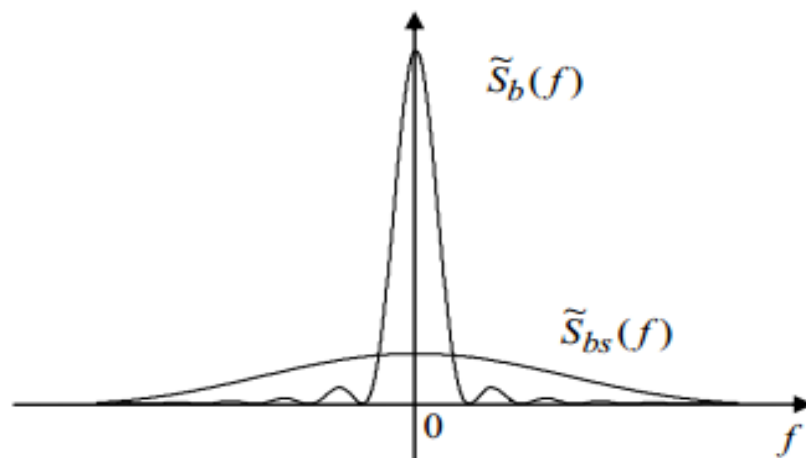


Рисунок 1.6 Спектр потужності вихідного і розширеного потоку

Даний метод є популярним через його відносну простоту: він не вимагає високошвидкісного, швидко-стабілізованого частотного синтезатора. DS модуляція використовується в багатьох комерційних системах зв'язку (майже всі 3G мобільні стільникові системи використовують DS-CDMA в якості основного множинного доступу повітряної архітектури) та вимірювальних приладах. В загальному випадку модуляція DS може бути амплітудною (AM), частотною (ЧМ), або іншою формою амплітудної чи кутової модуляції.

Дуже часто використовують подвійну фазову модуляцію (ФМ-2), бо вона може бути реалізована через дуже дешеві апаратні засоби: необхідні лише два збалансовані модулі множення з подальшим фільтром нижніх частот (і вирішуючий пристрій, якщо це на стороні отримувача). Основною є форма, яка утворюється несучою простої і подвійної фазової модуляції (ФМ-2).

Вибір методу розширення спектру дуже важливий в системі DSSS для отримання певних властивостей, які сприяють демодуляції переданого сигналу призначеному одержувачу і робить демодуляцію для непризначеного отримувача практично неможливою. Ці ж властивості також дозволяють призначеному отримувачу розрізняти заздалегідь відомий сигнал і перешкоду, яка зазвичай виникає по-різному, тому використовується для розширення сигналу в передавачі. Якщо пропускна здатність розширеного сигналу набагато більша пропускної здатності вихідного сигналу, то пропускна здатність розширюючих послідовностей переданого сигналу переважатиме у процесі розширення сигналу і практично не залежатиме від початкового сигналу даних. Кожен елемент розширюючих послідовностей чи кодів називається чіпом, ширина якого визначає пропускну здатність сигналу після розширюючої модуляції.

Існують також ще інші корисні властивості DSSS-пристроїв. Одна з них полягає в тому, що дуже низький рівень потужності власного сигналу

майже не створює перешкод звичайним радіопристроєм (вузькосмугові з великою потужністю), оскільки вище згадані сприймають даний широкосмуговий сигнал у ролі шуму в межах допустимого. Також, звичайні пристрої не будуть заважати широкосмуговим, оскільки їхні сигнали з великою потужністю «шумлять» кожен тільки для свого вузького каналу і не мають можливості заглушити широкосмуговий сигнал в повній мірі. Застосування широкосмугової технології робить можливим двічі використовувати одну і ту ж ділянку радіоспектру – для звичайних вузькосмугових пристроїв і «поверх них» – широкосмуговим.

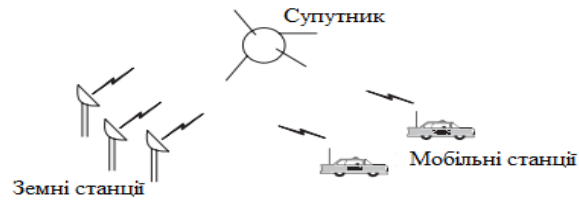
Розглянемо CDMA систему з K -користувачами з прямим розширенням спектру, для якої всі користувачі отримують потоки даних і всі сигнатури жорстко синхронізовані, тобто характеризуються нульовим взаємним тимчасовим зрушенням на вході приймача. Класичним прикладом подібної системи може служити канал «вниз» система мобільного радіозв'язку з CDMA, в якій базова станція повністю контролює тимчасове положення сигналів, адресованих всім користувачам в межах стільника. Очевидно, що груповий сигнал досягає приймача мобільного абонента зі збереженням початкової синхронізації між сигналами, які адресовані різним індивідуальним користувачам.

Розглянемо основу на CDMA централізовану систему на рис.1.7, де зображено дві DS-CDMA системи, одна з яких є супутниковою системою, а інша – мобільна стільникова система.

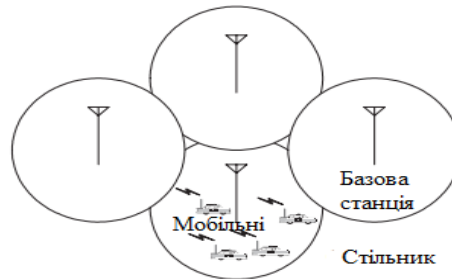
Варто акцентувати, що супутник в супутниковій системі DS-CDMA працює так само, як базова станція в наземній рухомій стільниковій системі, функціонує подібно до сигналу релейної станції для передачі повідомлення в і з різних мобільних станцій до зовнішніх мереж.

Даний метод дозволяє боротися з багатопроменевістю та забезпечує стійкість системи проти міжсимвольних та внутрішньосистемних завад. Але

відповідно до природи DSSS при збільшенні коефіцієнта розширення спектру зменшується пропускна здатність в одному каналі таких систем.



(а) Супутникова система на основі DS-CDMA



(б) Мобільна стільникова система на основі DS-CDMA

Рисунок 1.7 Приклади комунікаційних технологій, які використовують технологію DS-CDMA

Також, збільшення кількості активних каналів призводить до зменшення отриманого виграшу в завадозахищеності в кількість разів, що рівна кількості працюючих каналів.

1.2 Радіоінтерфейс системи CDMA2000

Якщо мережева архітектура WCDMA/UMTS створювалась як надбудова над базовою мережею стандарту GSM, система CDMA2000 розроблялась в контексті еволюції стандарту TIA IS-95. Це зумовило вибір мінімальної чіпової швидкості в системі CDMA2000 – 1.2288 Мчп/с (займана полоса частот 1.25 МГц). Таким чином, умова сумісності з cdmaOne привела до ключової відмінності системи CDMA2000 від WCDMA: чіпова

швидкість в базовому багаточастотному варіанті – 3.6884 Мчп/с замість 3.84 Мчп/с.

Асинхронний принцип побудови мережі UMTS приводить до незалежності від зовнішнього джерела синхронізації. В CDMA2000 початкова синхронізація мобільної станції (МС) відбувається за загальним пілот-сигналом, який випромінюється кожній базовій станції (БС). Приймаючи пілот-сигнал, МС визначає параметри, які необхідні для подальшого здійснення когерентної демодуляції сигналу, забезпечення хендоверу.

Порівняно з попередніми технологіями (cdmaOne), фізичний рівень CDMA2000 має ряд переваг:

- поряд з послугами з комутацією каналів CDMA2000 підтримує послуги з комутацією пакетів, для чого використовуються виділені або загальні фізичні канали трафіку, а також канали управління;
- методи управління системними ресурсами в CDMA2000 забезпечили широкий діапазон швидкості передавання інформації – від 1.2 кбіт/с до 2.457 Мбіт/с. Для роботи з більш високими швидкостями в дію введені додаткові канали на базі ортогональних кодів. Довжина каналних кодів основних каналів постійна, в той час як в додаткових каналах вона залежить від необхідної швидкості передавання;
- замість некогерентної лінії зв'язку від мобільної станції до базової станції використовується когерентна. Для цього введений зворотній пілот-канал, який дозволяє БС відстежувати частоту і фазу несучої кожної з абонентських станцій, що обслуговуються;
- в CDMA2000 передбачено застосування антенної решітки з адаптивним формуванням променя (смарт-антени), яка здійснює просторову селекцію окремих абонентських станцій або їх груп. Оскільки умови поширення в променях антени, направлених на

різні абонентські станції, різні, їх точне налаштування за загальним пілот-сигналом неможливе. По цій причині в додаток до загального зворотнього пілот-каналу в стандарті CDMA2000 введені допоміжні виділені канали(по одному на абонентську станцію), які використовуються для налаштування антенної решітки.

Подальше розширення смуги з метою надання широкосмугових мультимедійних послуг відбувається шляхом кратного (в ціле число раз) збільшення чіпової швидкості. На початку для технології CDMA2000 було передбачено наступні значення ширини смуги частот, які займаються:

- $1x - 1.25 \text{ МГц}$;
- $3x - 3 \times 1.25 \text{ МГц} = 3.75 \text{ МГц}$;
- $6x, 9x \text{ і } 12x - 7.5 \text{ МГц}, 11.25 \text{ МГц і } 15 \text{ МГц}$, відповідно.

При $N=1$ і QPSK-модуляції спектральна маска та інші характеристики сигналу CDMA2000 аналогічні відповідним характеристикам cdmaOne, що обумовлює повну сумісність цих систем.

При $N > 1$ передбачається два варіанта організації радіоінтерфейсу: з багаточастотною несучою (multi-carrier) – MC-CDMA і з прямим розширенням спектру – DS-CDMA. В варіанті MC-CDMA, $N=3$, передбачається реалізація передавання на трьох підносійних. На кожній з них ширина субсмуги складає 1.25 МГц , а чіпова швидкість – 1.2288 Мчп/с . таким чином, при умові сумісності з уже розгорнутою мережею, оператор отримав можливість гнучко використовувати наявний спектр (рис.1.8).

При прямому розширенні спектру сигнал передається на одній несучій з чіповою швидкістю, кратною 1.2888 Мчп/с . При $N=3$, прийнятій в IS-95 частота слідування чіпів потроюється і складає $3 \times 1.2288 \text{ Мчп/с}$.

На рис.1.8 наведено два варіанта використання смуги частот для різних варіантів побудови системи.

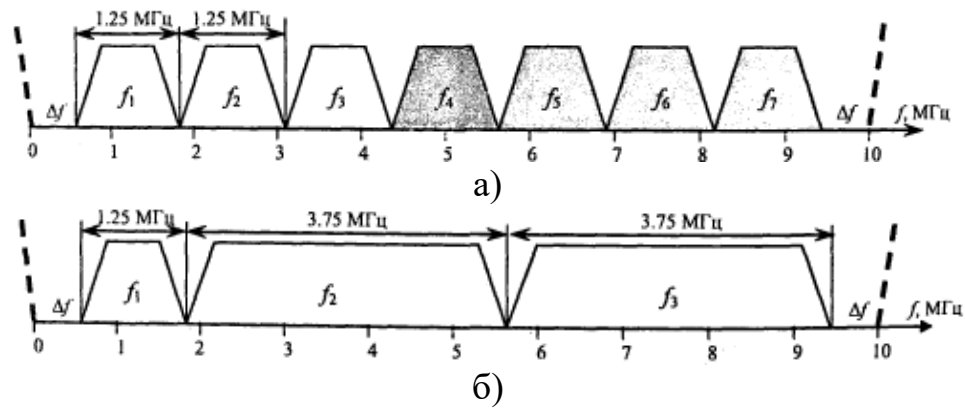


Рисунок 1.8 Використання смуги частот загальної ширини 10 МГц при різних варіантах організації радіоінтерфейсу CDMA2000: а) комбінація MC-CDMA і DS-CDMA ($N=3+1+N=3$); б) DS-CDMA ($1x+3x+3x$), де x відповідає 1.2288 Мчп/с

Так, в смузі частот 10 МГц можна розмістити 7 каналів (на несучих $f_1 + f_2$ по 1.25 МГц, або один канал з шириною 1.25 МГц і два – шириною 3.75 МГц. Таким чином, оператор має можливість вибрати для використання таку смугу частот, яка необхідна для реалізації необхідної послуги. Для забезпечення сумісності із системами, які функціонують в суміжних смугах, на межі смуги, що займається, введено захисний інтервал Δf , який дорівнює 625 кице.

Значення основних параметрів, які характеризують радіо інтерфейс систем стандарту CDMA2000, приведені в табл.1.1.

Таблиця 1.1 – Параметри, які характеризують радіоінтерфейс стандарту CDMA2000

	Канал	Англійська назва	Код Уолта
A	Пілотний канал	Pilot Channel	W_0^{32}
B	Виділений канал управління	Dedicated Control	W_8^{16}
C	Додатковий кодовий канал (2)	Supplemental Channel-2	W_2^4 або W_6^8
D	Основний канал	Fundamental Channel	W_4^{16}

Продовження таблиці 1.1

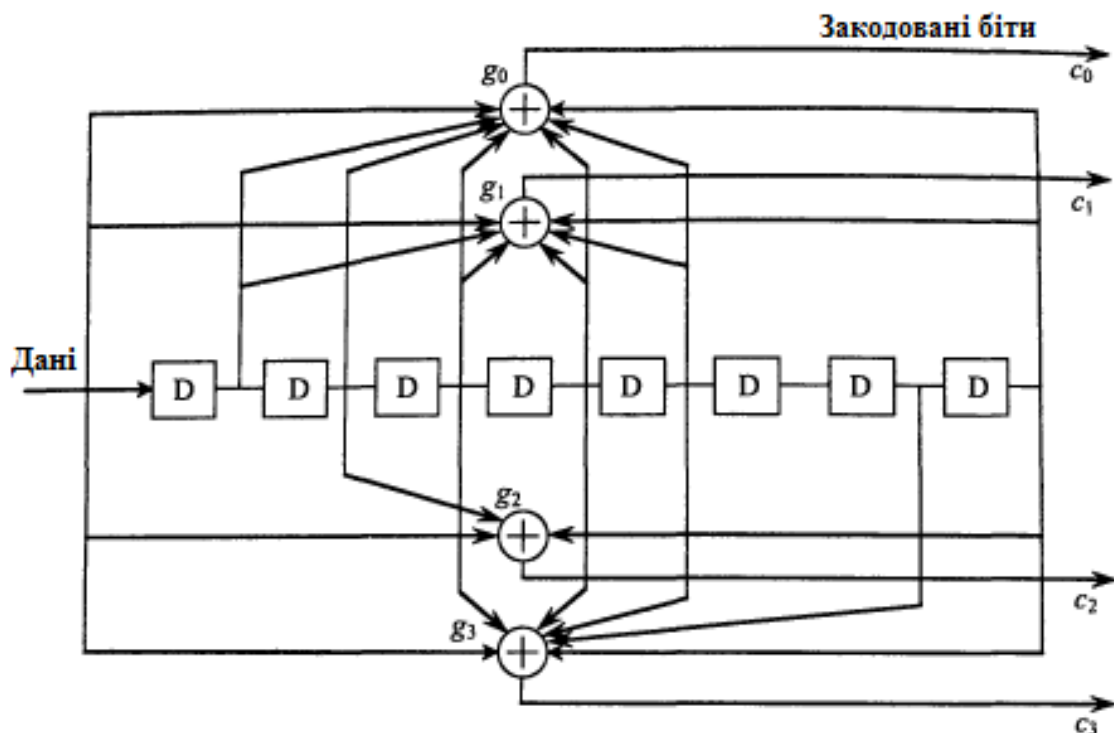
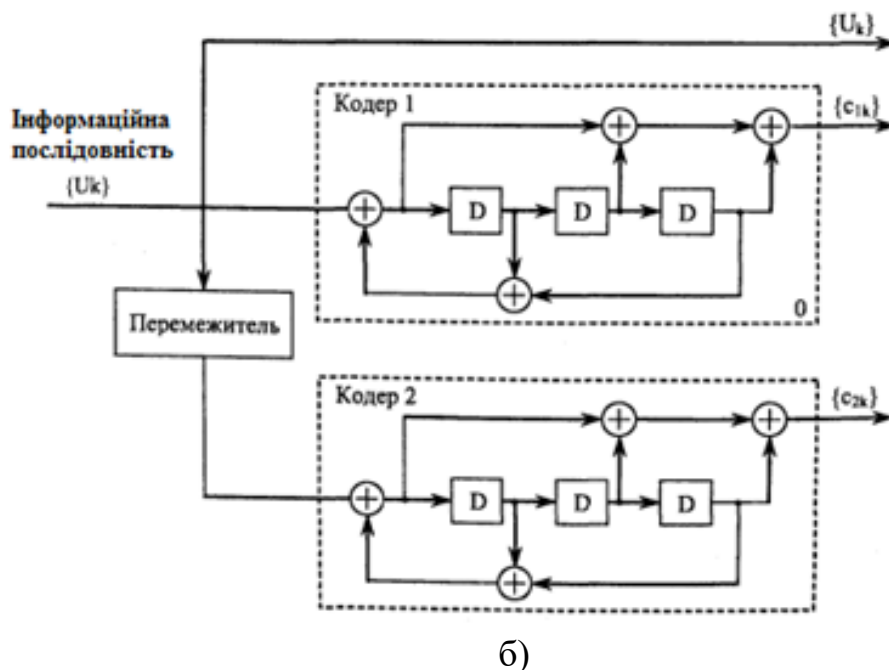
E	Розширений канал доступу	Enhanced Access Channel	W_2^8
	Загальний канал управління	Common Control Channel	W_2^8
	Додатковий кодовий канал (1)	Supplemental Channel-1	W_1^2 або W_2^4

Фізичному рівню в CDMA2000 відведені функції завадостійкого (коригуючого) кодування і виявлення помилок на рівні передавальних бітів і кадра, модуляції і канал утворення (розділення користувачів по коду розширення). Послідовність виконання відповідних операцій при цьому така:

Кодування → перемежування → розширення спектру → модуляція.

Завадостійке кодування в CDMA2000 забезпечується застосуванням загорткових кодів і турбоходів. Загортковий код з кодовим обмеженням $v=9$ і швидкістю $R=1/3$ ($R=1/2$) використовується в каналах зі швидкістю передавання даних до 14.4 кубіт/с.

На більш високих швидкостях вважається доцільним використання турбоходів. В CDMA2000 турбоходе представляє собою систематичний код, згорткова група утворена перевірочними бітами, які генеруються кодерами пари складових рекурсивних згорткових кодів. Інформаційна послідовність, що передається поступає безпосередньо в кодер першого з них, а в кодер другого – через рандомізований перемежувач. (рис.1.9-1.10). Параметри коду: $v=4$, $R=1/4$, $1/3$, або $1/2$.

Рисунок 1.9 Структура згорткового кодера зі швидкістю $R = 1/4$ 

б)

Рисунок 1.10 Структура турбокодера в стандарті CDMA2000

Для боротьби із завмираннями в радіоканалі, які приводять до виникнення пакетів помилок, застосовується блочне кодування, яке змінює порядок слідування символів в межах одного кадру тривалістю 20 мс.

Схема QPSK-модулятора з розширенням спектру сигналу, який використовується в стандарті CDMA2000, приведена на рис.1.11.

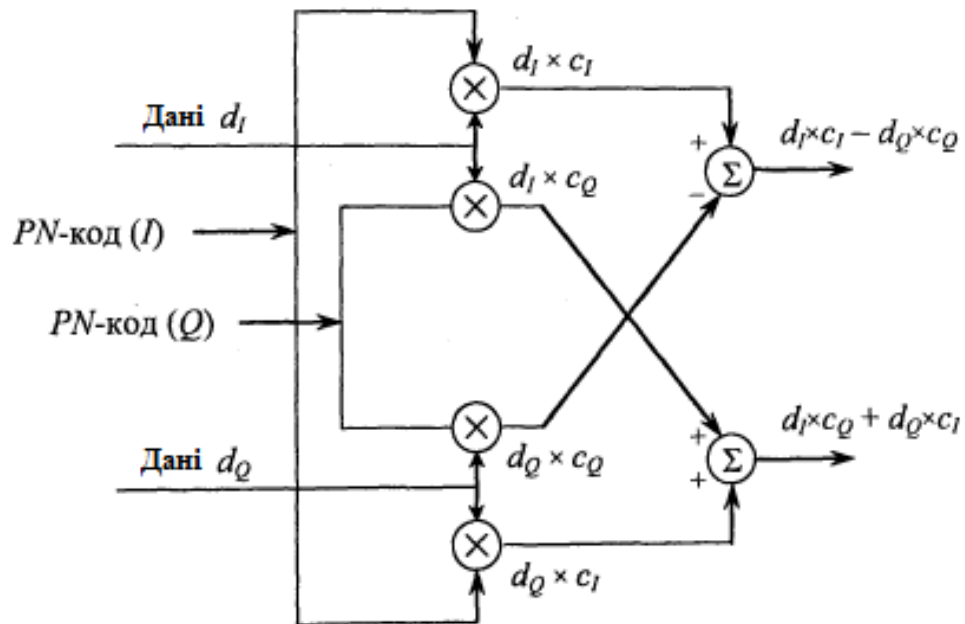


Рисунок 1.11 Схема квадратурного CDMA-модулятора

Розширення спектру даних, що передаються, здійснюється ще до демодулятора (після кодування і перемежування) – шляхом перемноження переданих символів на деяку послідовність Уолша, довжина і вид якої визначається призначенням кодованого каналу, а також необхідною швидкістю інформації. Після цього потік переданих даних ділиться на дві складові: синфазну I і квадратурну Q , в які можуть підмішуватись біти управління потужністю.

Фрагмент довжиною PN-послідовності грає роль «кодової адреси» абонента. Крім реалізації функції кодового розділення, метою комплексного розширення спектру модульованих сигналів даних в CDMA2000 полягає в зниженні відношень пікової потужності передавача до середньої потужності (підвищення енергетичної ефективності режимів роботи). З таблиці слідує, що довжина коду Уолша і коефіцієнт розширення спектру можуть

змінюватись в залежності від типу та інформаційних потреб каналу. (рис.1.12 і табл. 1.2)

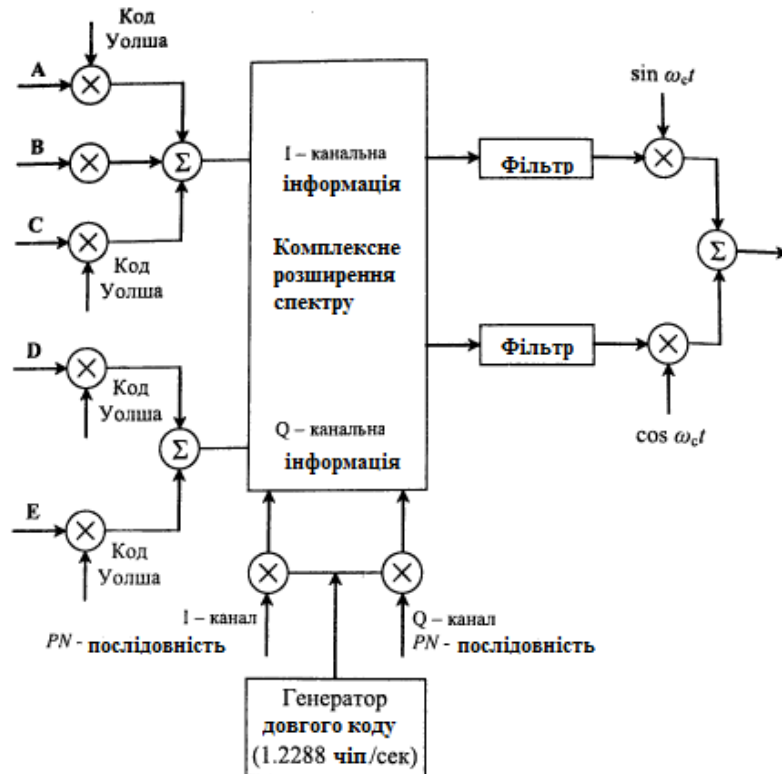


Рисунок 1.12 Схема розширення спектру в зворотньому каналі CDMA2000

Таблиця 1.2 – Довжина коду Уолша в залежності від типу каналу

	Канал	Англійська назва	Код Уолша
A	Пілотний канал	Pilot Channel	W_0^{32}
B	Виділений канал управління	Dedicated Control	W_8^{16}
C	Додатковий кодовий канал (2)	Supplemental Channel-2	W_2^4 або W_6^8
D	Основний канал	Fundamental Channel	W_4^{16}
E	Розширений канал доступу	Enhanced Access Channel	W_2^8
	Загальний канал управління	Common Control Channel	W_2^8
	Додатковий кодовий канал (1)	Supplemental Channel-1	W_1^2 або W_2^4

Особливістю CDMA2000 є передавання декількох кодованих потоків даних на одній несучій частоті, що приводить до зростання пік-фактора сигналів.

1.3 Проблеми систем з часовим кореляційним обробленням сигналів (CDMA2000)

Розглянемо основні проблеми, які виникають при передаванні сигналів в каналах системи з часовим кореляційним обробленням сигналів (CDMA2000).

1.3.1 Асинхронний режим передавання в зворотньому каналі (мобільна станція-базова станція)

Асинхронне передавання у висхідному каналі зв'язку системи CDMA представляє собою ще одну серйозну загрозу для успішного отримання сигналу із заданою якістю. Асинхронне передавання у висхідному каналі зв'язку (від МС до БС) спостерігається практично у всіх системах безпроводового зв'язку, таких як безпроводові локальні мережі та мобільні стільникові мережі (рис.1.13).

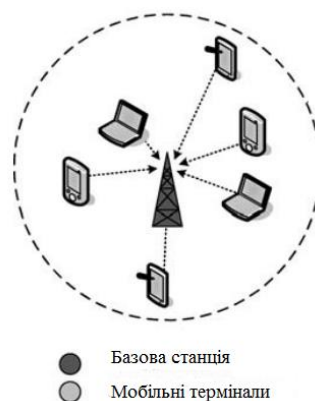


Рисунок 1.13 Асинхронність режиму передавання в каналах від МС до БС

Причиною асинхронного передавання є різні відстані між мобільними та базовими станціями через різне положення окремих мобільних терміналів. Таким чином, сигнали від різних мобільних станцій надходять до одного й того ж приймача в різні моменти часу і їх інформаційні бітові потоки часто не співпадають в часі (або час приходу початкового і кінцевого біта не синхронізовані).

Передавання від мобільної станції до базової є неузгодженою через рухливість мобільних терміналів і вимагає дещо іншого підходу до модуляції в системі CDMA у порівнянні з передаванням від БС до МС, яка відбувається синхронно за пілот-сигналом.

Для передавання даних в асинхронному каналі традиційних систем CDMA використовуються псевдо-випадкові або псевдо-шумові послідовності. Ці послідовності є статично некорельованими і сума великої кількості таких послідовностей призводить до появи багатопроменевих завад доступу, які апроксимуються Гаусівським шумом (відповідно до теореми «закон великих чисел» в статистиці). Якщо кожен з користувачів отримує сигнал з однаковим рівнем потужності, то дисперсія (наприклад, потужності шуму) від багатопроменевих завад доступу збільшується в прямій залежності від кількості користувачів. Усі наявні в даний час системи CDMA використовують підсилення оброблення розширеного спектру, щоб приймачі могли частково боротися з небажаним сигналом. Сигнали з необхідним чіповим кодом і вибором часу отримуються, тоді як сигнали з різними чіповими кодами (або однаковий розширюючий код, але різний часовий зсув), що відображаються у вигляді широкопasmового шуму знижуються підсиленням оброблення.

Оскільки, кожен користувач є джерелом багатопроменевих завад доступу, контроль рівня сигналу є важливим питанням для CDMA передавачів. CDMA (або синхронний CDMA), TDMA або FDMA приймач

теоретично може повністю відмовити сильним сигналам, які мають різні коди, часові інтервали або частотні канали через ортогональність цих систем.

Але такі можливості не виконуються для асинхронного CDMA. Приймач може відмовитись від небажаних сигналів лише частково. Якщо ці шуми потужніші, ніж корисний сигнал, вони будуть придушувати його. З цього випливає основна вимога до будь-якої асинхронної системи CDMA, а саме відповідати приблизеним чином різним рівням потужності сигналу як показано на приймачі. В мобільній системі CDMA базова станція використовує швидко замкнуту схему керування потужністю, щоб жорстко контролювати потужність передавання від кожної мобільної станції. Згадавши основні властивості асинхронного режиму передавання в CDMA, зрозуміло що його робота буде значно гірше синхронного режиму передавання через гірші кореляційні властивості ОРП, які використовуються для асинхронного режиму передавання.

Незважаючи на це, асинхронне передавання в CDMA має корисні властивості порівняно з синхронним передаванням. Основною перевагою є те, що такий режим передавання може більш ефективно використовувати спектр в мобільних додатках стільникового зв'язку. TDMA системи повинні ретельно синхронізувати час передавання для всіх користувачів, для того, щоб вони отримали інформацію в правильному часовому інтервалі і не зумовили перешкоду. Так як це не може повністю контролюватись в безпроводовому середовищі, кожен часовий інтервал повинен мати захисну по часу, що знижує ймовірність того, що користувачі будуть заважати один одному, але знижує ефективність використання спектру.

Крім того, системи FDMA повинні використовувати захисні інтервали між сусідніми каналами через випадковий доплерівський зсув спектру сигналу, який відбувається через рухливість абонента. Захисні інтервали зменшують ймовірність появи міжканальних завад, але зменшують ефективність використання спектру.

Асинхронне передавання в CDMA пропонує ключову перевагу в гнучкому розподілі ресурсів. Не існує суворого обмеження на кількість користувачів, які можуть одночасно підтримуватись при асинхронному передаванні в CDMA, але існує практична межа регульованої бажаної ймовірності бітової помилки, оскільки відношення сигнал/шум змінюється обернено пропорційно кількості користувачів. Для пульсуючого трафіку мобільної системи асинхронного передавання CDMA є те, що продуктивність (швидкість передачі бітової помилки) може коливатись випадковим чином, з середнім значення, визначене числом користувачів, визначає відсоток завантаження.

Припустимо, що існує $2N$ користувачів, які передають інформацію тільки половину часу, тоді $2N$ користувача можуть бути задоволені з тією ж середньою бітовою помилкою як N користувачів, які передають інформацію весь час. Ключовою відмінністю є те, що ймовірність бітової помилки для N користувачів, які розмовляють весь час постійна, тоді як для $2N$ користувачів, які говорять половину часу вона є випадковою величиною. Іншими словами, асинхронне передавання в CDMA ідеально підходить для мобільної стільникової мережі, де велика кількість передавачів генерують відносно невеликий обсяг трафіку через нерівні проміжки часу.

Синхронні CDMA, TDMA та FDMA системи не можуть відновити маловикористовувані ресурси, притаманні пульсуючому трафіку через фіксоване число ортогональних кодів, часових інтервалів або частотних каналів, які можуть бути віднесені до окремих передавачів.

Наприклад, якщо є N часових інтервалів в TDMA системі і $2N$ користувача, які говорять половину часу, тоді половину часу там може використовувати більш ніж N користувачів, потребуючи використовувати більш ніж N часових інтервалів. Крім того, це вимагає істотних додаткових витрат на постійне виділення і звільнення ортогонального коду, часового інтервалу або ресурсів частотного каналу. Для порівняння, передавачі

асинхронної CDMA просто відправляють, коли мають що сказати і йдуть з ефіру, коли не працюють, зберігаючи номер тієї ж псевдо-шумової послідовності до тих пір, поки вони підключені до системи.

1.3.2 Багатопроменеві завади доступу

Асинхронне приймання призводить до появи додаткових міжканальних завад, які також проявляються як ближньо-дальня проблема (Near-far problem).

Ближньо-дальня проблема – ситуація, при якій приймач «захоплює» сильний ближній сигнал і тим самим робить неможливим виявлення приймачем слабкого дальнього сигналу. Така ситуація виникає через те, що енергія всіх сигналів передається в загальному частотному діапазоні. Це призводить до того, що ближні мобільні термінали можуть заглушити дальні і скоротити тим самим зону покриття стільника.

Ближньо-дальня проблема пояснюється на рис.1.14. Вона є головною перешкодою для успішного застосування технології CDMA в багатьох безпроводових системах. Проблема виникає, коли передавач В, який виступає як перешкода, знаходиться набагато ближче до приймача ніж призначений передавач А.

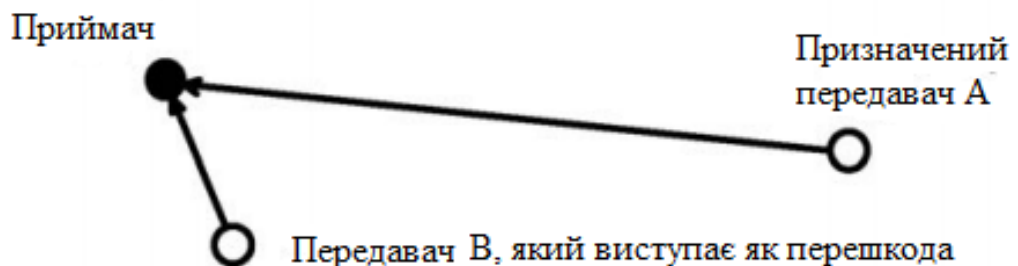


Рисунок 1.14 Ілюстрація ближньо-дальньої проблеми

Хоча взаємна кореляція між станціями А і В низька, кореляція між прийнятим сигналом від передавача, що заважає і МС А повинна бути вища, ніж кореляція між прийнятим сигналом від призначеного передавача і МС А. В результаті правильне визначення даних неможливе. Варто також вказати, що з іншого боку, технологія зі стрибкоподібною перебудовою частоти менш схильна до ближньо-дальної проблеми, ніж технологія прямої послідовності.

Механізм ближньо-дальної проблеми пояснюється наступним чином. Розглянемо приймач і два передавачі (один знаходиться близько до приймача, а інший-далеко). Якщо обидва передавачі передають одночасно і з однаковою потужністю, то відповідно до закону зворотніх квадратів, приймач отримуватиме більше потужності від ближнього передавача. Тому сигнал від дальнього передавача дуже важко отримати. Так як сигнал одного передавача є шумом для іншого і відношення сигнал/шум (SNR) для дальнього передавача набагато менше, якщо ближній передавач передає сигнал, амплітуда якого на порядок вище, ніж дальнього передавача, тоді SNR для дальнього передавача може бути нижчим допустимого рівня і сигнал від дальнього передавача пригнічується.

В системі CDMA, або будь-якій іншій безпроводовій мережі ця проблема зазвичай вирішується динамічним регулюванням вихідної потужності передавача. Тобто, ближній передавач використовує меншу потужність, так що відношення сигнал/шум для всіх передавачів в приймачі стає однаковим. Однак, це може значно впливати на термін служби батареї мобільного терміналу, який може значно відрізнятись в залежності від відстані до базової станції.

Дуже важко подолати ближньо-дальню проблему в системі CDMA, наприклад, як це було зроблено в стандарті IS-95. Для подолання даної проблеми в системі CDMA використовується алгоритм управління точністю потужності, який, як правило, ініціюється приймачем. Алгоритми управління

потужністю, що використовуються в системах CDMA часто складаються з алгоритму управління потужністю з розімкнутим контуром і з замкнутим контуром, які роблять передавач CDMA дуже складним і в апаратній і в програмній реалізації.

Класична система з кодовим розділенням сигналів CDMA для передавання інформаційних біт використовує ОРП, такі як Адамара, Касамі, Голда, OVSF. Важливою властивістю CDMA є здатність повторно використовувати одні й ті ж самі розширюючі послідовності для утворення декількох ортогональних каналів до первинного, які в свою чергу можуть бути ортогональними між собою.

Тобто, набір ОРП використовується для обслуговування N користувачів, а потім шляхом перевикористання цього ж набору ОРП можна обслужити ще додаткову кількість абонентів. Перевикористання ОРП дозволяє не лише уникнути міжканальних завад через асинхронність приймання на БС, а й збільшити пропускну здатність системи в цілому за рахунок збільшення просторових каналів, що утворюються перевикористаними ОРП. На основі даного факту можна побудувати нові системи просторового мультиплексування.

Проблема полягає в тому, що при перевикористанні однієї послідовності зменшується часова кореляція між сигналами, що значно впливає на якість прийнятого сигналу.

1.4 Шляхи вирішення проблем систем з кореляційним обробленням сигналів пов'язані з розташуванням мобільних та базової станції

Радіоінтерфейси з кодовим розділенням сигналів (CDMA) на основі кореляційного оброблення (КОС) в часовому розумінні, у яких

каналоутворення на фізичному рівні відбувається шляхом DSSS за допомогою наборів ортогональних розширюючих послідовностей (ОРП) мають недоліки, що не дозволяють повно розкрити можливості цієї технології. Дані недоліки полягають у недосконалих кореляційних властивостях ОРП та в асинхронному режимі передавання сигналу з мобільної станції на базову. Кореляційні властивості визначають можливості CDMA систем для боротьби з усіма видами завад і встановлення надійного багатоканального зв'язку. Асинхронне приймання призводить до появи додаткових міжканальних завад, яка також проявляється як ближньо-дальня проблема (Near-far problem). Для вирішення даних проблем пропонується застосування LAS, ZCZ ОРП з вікнами нульової кореляції, введення вдосконалених систем синхронізації та нового типу канального кодування, який дозволяє розширити принцип КОС до ПЧ-КОС. Нові підходи до синхронізації дозволяють розширити принципи КОС з часового (Ч-КОС) до просторово-часового (ПЧ-КОС) розуміння. Це дозволяє не тільки кількісно, але і якісно підвищити продуктивність систем на їх основі за рахунок нових можливостей впровадження тривимірного просторового розділення сигналів.

Це відкриває нові можливості для створення систем, що дозволятимуть значно збільшувати завадозахищеність і швидкість передавання даних, таким чином покращуючи якість отриманого сигналу.

1.5 Висновки з розділу

В класичній системі з кодовим розділенням сигналів (CDMA) каналоутворення на фізичному рівні відбувається з використанням методу прямої послідовності для розширення спектру, при якому вихідний двійковий сигнал перетворюється в псевдовипадкову послідовність (ПВП), яка використовується для модуляції несучої. Така технологія є відносно простою та недорогою, але також має ряд недоліків, що не дають розкрити

можливості цієї технології повністю. Дані недоліки полягають у недосконалих кореляційних властивостях ОРП та в асинхронному режимі передавання сигналу з мобільної станції на базову. Кореляційні властивості визначають можливості CDMA систем для боротьби з усіма видами завад і встановлення надійного багатоканального зв'язку. При прийманні в асинхронному режимі з'являються додаткові міжканальні завади, які також проявляються як ближньо-дальня проблема (Near-far problem).

В роботі будуть запропоновані шляхи вирішення описаних проблем. Вони полягають у веденні покращених систем синхронізації, а також в новому типі канального кодування.

Запропоновані рішення нададуть можливість підвищити рівень якості прийнятого сигналу, це буде підтверджено в подальших розділах практично.

2 ПРОСТОРОВО-ЧАСОВЕ КОРЕЛЯЦІЙНЕ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ТА ІНТЕРФЕЙСИ НА ЙОГО ОСНОВІ

В даному розділі розглядаються основні параметри, якими характеризується процес кореляційного оброблення сигналів, такі як автокореляційна функція, яка описує відгук корисного сигналу, та взаємнокореляційна функція, яка надає характеристику відгуку завади. Розглянуті основні недоліки асинхронного режиму передавання в зворотньому каналі (в каналі від МС до БС) [2, 5] та запропонований новий підхід до синхронізації, який дозволяє розширити принципи КОС до ПЧ-КОС.

В розділі висвітлюються особливості використання М-арної бі-ортогональної модуляції та приведені переваги та недоліки МБОМ у порівнянні з DS-CDMA.

2.1 Принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів

КОС в часовому розумінні [6, 7] є основою для створення радіоінтерфейсів з кодовим розділенням сигналів (CDMA), у яких каналоутворення на фізичному рівні відбувається шляхом DSSS за допомогою ОРП.

При КОС раціонально використовувати широкосмугові полігармонічні сигнали [7], що володіють гарними кореляційними властивостями. Кореляційні властивості визначають можливості CDMA систем для боротьби з усіма видами завад і встановлення надійного багатоканального зв'язку.

Основними параметрами при КОС є [7]:

- періодичність сигналу T – визначає постійну часу інтегратора τ_i ;
- тривалість імпульсу, символу τ_c – визначає інтервал кореляції τ_k ;

- шпаруватість сигналу $q = T / \tau_c$ – визначає рівень автокореляції сигналу, взаємної кореляції однорідних сигналів;
- автокореляційна функція (АКФ) $\psi(\Delta t)$, $\psi(\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho)$ – визначає рівень вибіркової сигналу;
- взаємкореляційна функція (ВКФ) $\Psi(\Delta t)$, $\Psi(\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho)$ – визначає рівень завадозахищеності каналу передавання сигналу.

АКФ є результатом чіпового способу згортки, кореляції, або операції, що відповідає фільтрації між двома зсунутими в часі версіями одного коду, які можуть бути додатково поділені на дві категорії: періодична АКФ і аперіодична АКФ, залежно від однакових і різних знаків двох послідовних біт. В практичній системі CDMA періодичні та аперіодичні АКФ з'являються в рівній мірі ймовірно через той факт, що двійкові дані '1' і '-1' завжди з'являється з однаковою ймовірністю в двійковому бітовому потоці.

Автокореляційні функції радіотехнічних сигналів відображені на рис.2.1 [1].

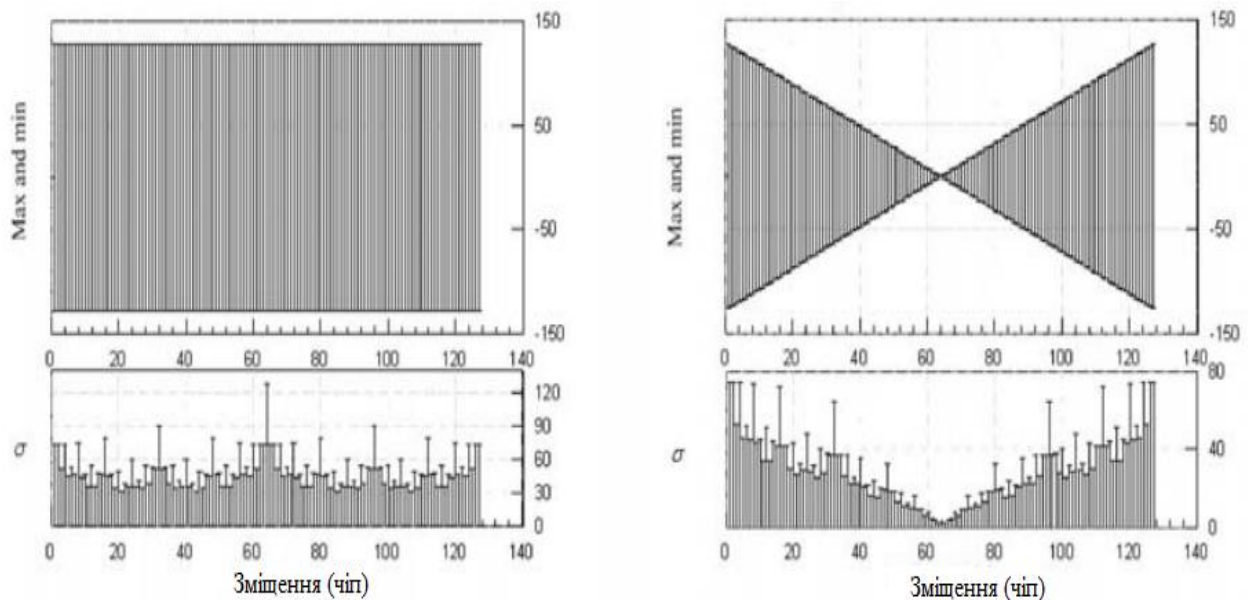


Рисунок 2.1 АКФ 128-символьної ортогональної послідовності Уолша, де наведені як найвищі, так і найнижчі рівні АКФ разом з їх дисперсіями

КОС спрямована на підвищення завадозахищеності каналу передавання сигналу, проте недослідженим залишається її вплив на просторову вибірковість в цілому, адже згідно класичної електродинаміки простір і час є взаємозалежним.

Перенесення кореляційних характеристик з часового виміру $\dot{E}(t)$ в просторові виміри $\dot{E}(\theta, \varphi, \rho)$ (рис.2.2) можна відобразити наступним чином:

АКФ [7]:

$$\psi(\Delta t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \dot{E}(t) \dot{E}^*(t - \Delta t) dt \Rightarrow$$

$$\psi(\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho) = \frac{C}{R} \iiint_{\theta \varphi \rho} \dot{E}(\theta, \varphi, \rho) \dot{E}^*(\theta - \Delta\theta, \varphi - \Delta\varphi, \rho - \Delta\rho) d\theta d\varphi d\rho, \quad (2.1)$$

де даний вираз можна подати у розгорнутому вигляді:

$$\psi(\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho) = \frac{C}{R} \iiint_{\theta \varphi \rho} \dot{E}(\theta, \varphi, \rho) \times$$

$$\dot{E}^*(\theta, \varphi, \rho) \exp \left(j \frac{2\pi}{T} \frac{\sqrt{(d_r \sin \Delta\theta)^2 + (d_b \sin \Delta\varphi)^2 + \Delta\rho^2}}{c} \right) d\theta d\varphi d\rho \quad (2.2)$$

ВКФ:

$$\Psi(\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho) = \frac{C}{R} \iiint_{\theta \varphi \rho} \dot{E}_1(\theta, \varphi, \rho) \times$$

$$\dot{E}_2^*(\theta, \varphi, \rho) \exp \left(j \frac{2\pi}{T} \frac{\sqrt{(d_r \sin \Delta\theta)^2 + (d_b \sin \Delta\varphi)^2 + \Delta\rho^2}}{c} \right) d\theta d\varphi d\rho \quad (2.3)$$

де $\dot{E}()$ $\dot{E}^*()$ – комплексна та комплексно спряжена частина однотипних складних ортогональних сигналів, що надходять до різних елементів АР;

$\dot{E}_1()$ $\dot{E}_2^*()$ – комплексна та комплексно спряжена частина різнотипних складних ортогональних сигналів, що надходять до різних елементів АР;

$R = c \cdot T$; θ, φ, ρ – азимут, кут місця та відстань відповідно;

d_r, d_b – міжелементна відстань АР в горизонтальній та вертикальній площині;

$\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\rho$ – різниця ходу в азимутальній, кутомісцевій площинах та за відстанню відповідно;

c – швидкість поширення електромагнітної хвилі в робочому середовищі АР.

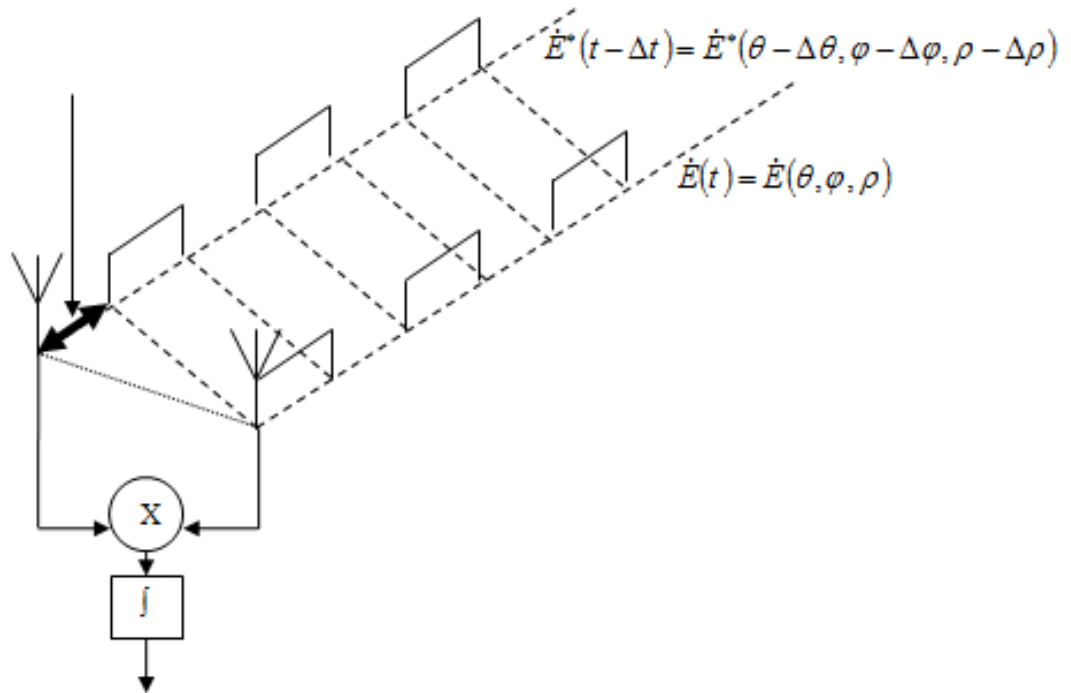


Рисунок 2.2 Перенесення кореляційних характеристик з часового виміру в просторові виміри

ПЧ-КОС можна назвати такий вид оброблення, при якому відгук процесора (корелятора) залежить не лише від часових параметрів прийнятого сигналу, а й від просторових параметрів джерела, що його згенерував [7, 8]. Важливим фактором є те, що визначення параметрів синхронізації МС та БС в даних системах залежить від їх взаємного розташування. Для просторового оброблення сигналів в якості приймально-передавальних антен на БС використовуються антенні решітки (АР), оскільки АР захоплюють більше енергії сигналу від МС і забезпечують просторове рознесення для приймачів БС, оптимальне поєднання і технологію формування діаграми спрямованості, які збільшують пропускну здатність в системі безпроводового зв'язку CDMA.

Системи ПЧ-КОС [7, 8] складаються з АР для просторового оброблення сигналів та блоку кореляційного оброблення для узгодженої фільтрації як оброблення сигналу в часовій області. Взаємозв'язок простору і часу при просторовій КОС сприяють формуванню дворівневої характеристики спрямованості (ХС), що складається з адитивної компоненти (ХС за потужністю) та мультиплікативної компоненти, які перемножуються, тому в тій же смузі частот і конструкції АР вдається досягнути вищої просторової вибірковості, ніж у АР з лінійним обробленням. АР з просторовою вибірковістю складається з трьох антенних елементів (АЕ) секторного випромінювання та блоку кореляційного оброблення сигналів (БПКОС). Така АР є СДВ у вигляді РАС, що функціонує в режимі загального випромінювання.

В системі з ПЧ-КОС для боротьби з недосконалими кореляційними властивостями ОРП, що зумовлюють появу багатьох видів завад (багатопроменеві завади, міжканальні завади) використовують LAS або ZCZ коди [9]. Вони відрізняються від традиційних ОРП тим, що їх кореляційні функції мають області, де значення кореляції дорівнюють нулю. В цих областях міжсимвольні завади та багатопроменеві завади доступу зникають, що призводить до збільшення потужності і швидкості передавання біт.

Ці області характеризуються нульовим значенням ВКФ та АКФ, що дозволяє перевикористовувати одну й ту ж саму ОРП, що дозволяє побудувати декілька ортогональних каналів, віддалених один від одної на лінії МС-БС на відстань, за якої затримка розповсюдження між ними рівна аргументу АКФ, при якому вона рівна нулю, збільшуючи при цьому ємність системи. Просторова вибірковість, що відображена на рис.2.3 буде відбуватись в тому випадку, коли генератори БС та всіх МС матимуть однакову початкову фазу (так ніби синхронізовані одним сигналом в одній точці)[15].

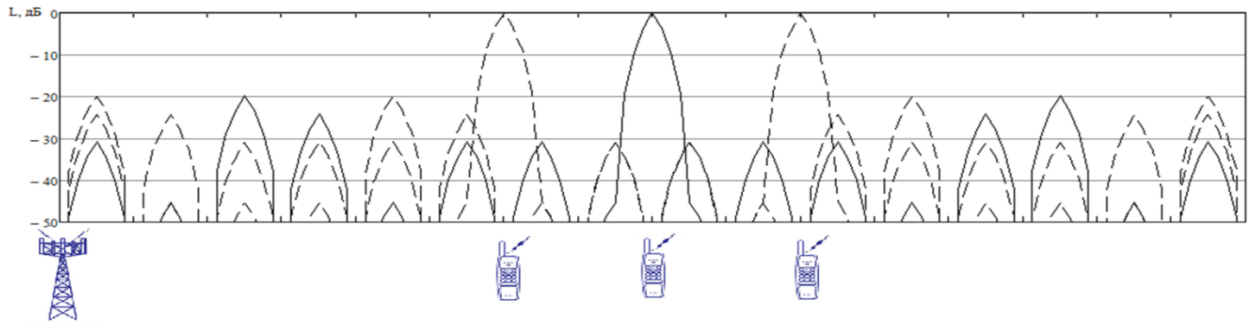


Рисунок 2.3. Принцип просторового розділення за відстанню

І це все з умовою незалежності віддаленості МС, але генератор опорного сигналу кожного корелятора БС має зсув фази, що рівний часу розповсюдження сигналу від відповідної МС.

2.2 Побудова інтерфейсів на основі просторово-часового кореляційного оброблення сигналів

Розглянемо принципи синхронізації та просторового мультиплексування в даних системах [3, 10], що дозволяють використовувати отриману просторову вибірковість за відстанню.

2.2.1 Принципи синхронізації та просторового мультиплексування в системах з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів

Важливим недоліком класичної системи DS-CDMA є асинхронність режиму передавання сигналу з МС на БС. Асинхронність режиму передавання призводить до появи міжканальних завад, що знано впливає на якість прийнятого сигналу. Наприклад, від двох мобільних станцій, які знаходяться на різній відстані до БС передаються сигнали. Якщо розглянути графічну залежність відгуків корисного сигналу та сигналу завади від

символьної затримки в часі, яка виникає при віддаленні передавачів, налаштованих на передавання з відповідних точок без налаштування їх тактових генераторів, то відгук корисного сигналу буде описуватись нормованою АКФ ОРП, а відгук завади – нормованою ВКФ ОРП. Амплітуди відгуків відобразимо в логарифмічному масштабі. На виході кожного корелятора наявний шум -40дБ нормованої потужності сигналу в каналі з розширенням спектру.

МС віддалені так, що затримка розповсюдження між сигналами складає $\tau = 1$ мкс, тобто сигнал від МС, що знаходиться далі, приходить на 1 мкс пізніше. На рис.2.4 зображена залежність значення ВСЗШ на виході кореляторів обох каналів, що отримані для випадків, описаних для рис.2.5, 2.6 за їх же значеннями. На рис.2.7 зображена залежність значення відношення потужностей сигналу до міжканальної завади з шумом на виході корелятора, від символічної затримки між сигналами в каналах, що викликана різною відстанню від різних МС до БС. На рисунках суцільною відображені графіки для першого каналу, а пунктиром для другого.

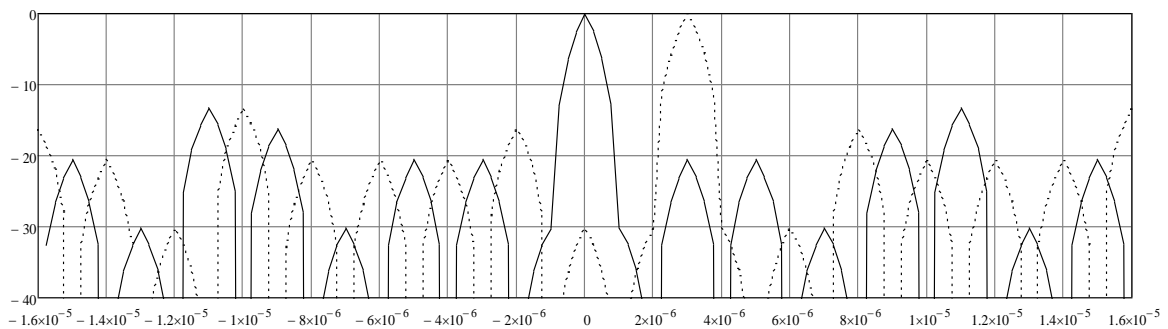


Рисунок 2.4 Відгук корисного сигналу в кореляторі

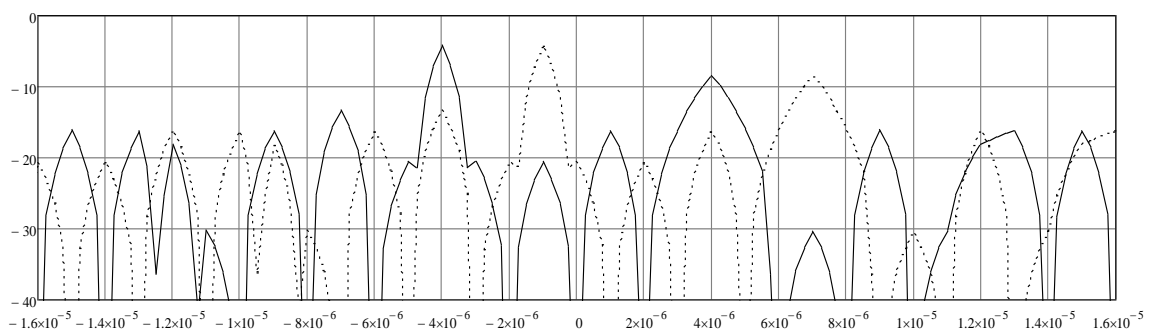


Рисунок 2.5 Відгук сигналу завади в кореляторі

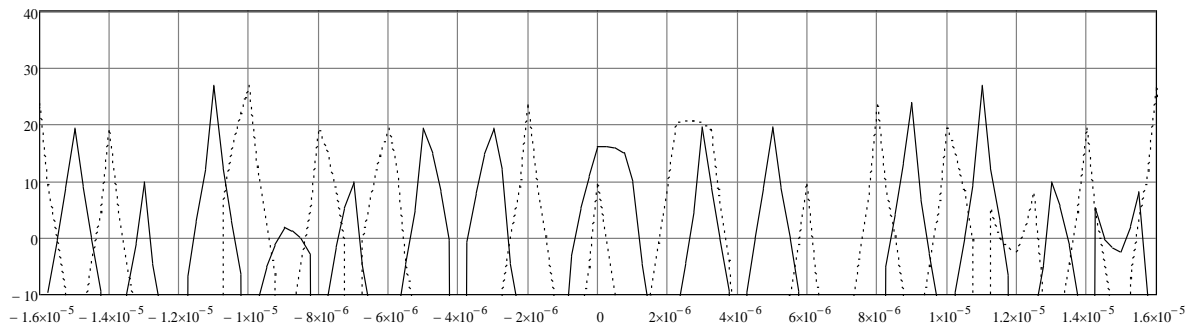


Рисунок 2.6 Показник ВСЗШ на виході кореляторів

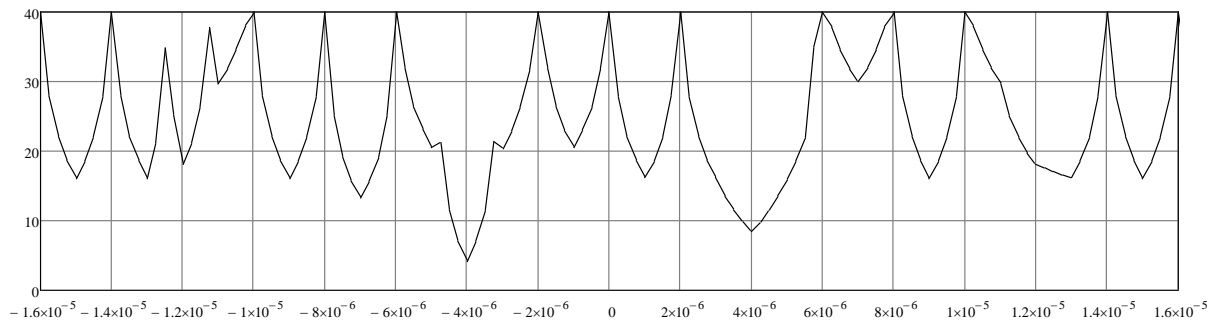


Рисунок 2.7 Залежність значення ВСЗШ на виході корелятора, від символної затримки між сигналами в каналах

З рисунків можна зробити висновок, що максимальному значенню АКФ ВСЗШ в першому каналі дорівнює 16 дБ, а в другому каналі 21 дБ, що в точності співпадає зі значеннями ВСЗШ в точках налаштування (0τ та 3τ) обох каналів на рис.2.6. Оскільки, на виході кореляторів наявний шум нормованої потужності 40дБ, то максимум ВСЗШ може досягнути 40дБ. При збільшенні кількості абонентів (кількості каналів) в умовах асинхронного приймання призведе до ще більшого зниження ВСЗШ, навіть, < 0 дБ.

З графіків видно, що сигнал в другому каналі, який приходить до БС з часовою затримкою стає завадою для сигналу в першому каналі. Зі зростанням завади, яку описує ВКФ, потужність корисного сигналу зменшується, що негативно впливає на якість прийнятого сигналу. Оскільки потужність такої завади залежить від різниці ходу сигналів в даних каналах, що напряду залежить від просторового розміщення їх передавачів, то

необхідно змінити дану різницю ходу так, щоб згідно рис.2.8 ВСЗШ набуло максимального значення.

З рис. 2.5 та 2.7. максимальне значення ВСЗШ буде при нульовому значенні ВКФ. Тобто, тактовому генератору МС необхідно так підлаштувати початкову фазу сигналу, щоб різниця ходу сигналів відповідала значенню, при якому аргумент ВКФ дорівнюватиме нулю.

Зобразимо аналоги рис.2.4-2.7 для даного випадку на рис.2.8-2.10 відповідно. З рисунків видно, що тактовий генератор МС налаштований на початкову фазу сигналу на рис. 2.9, при якій затримка сигналів відповідає нульовому значенню ВКФ (рис. 2.10). При цьому ВСЗШ набуває максимального значення і канали з таких передавачів є «абсолютно» ортогональними.

Надзвичайно корисним ефектом, що впливає з отриманого механізму досягнення «абсолютної» ортогональності каналів є те, що різниць ходу каналів, при яких ВКФ рівна нулю, декілька. Це наводить на думку про можливість використання однієї і тієї ж ОРП для утворення декількох ортогональних каналів до первинного, які в свою чергу можуть бути ортогональними між собою, якщо дані різниці ходу відповідають нульовим значенням не тільки ВКФ, але і АКФ даної перевикористаної ОРП.

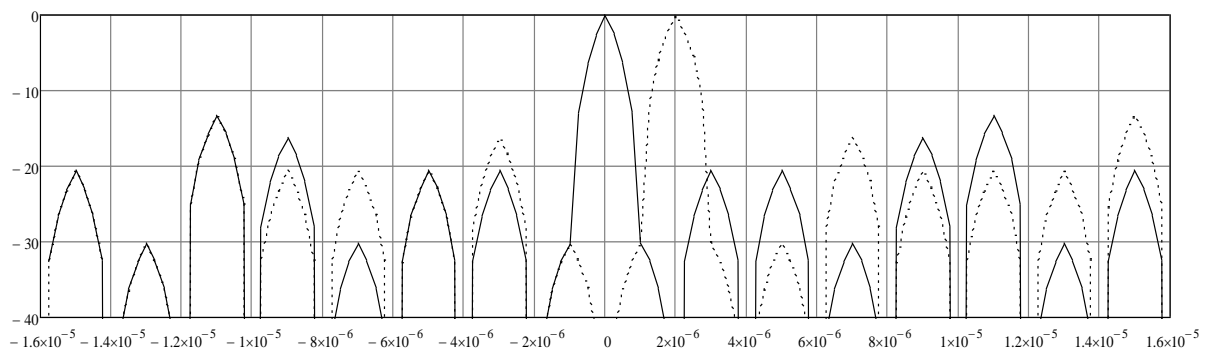


Рисунок 2.8 Відгук корисного сигналу в кореляторі

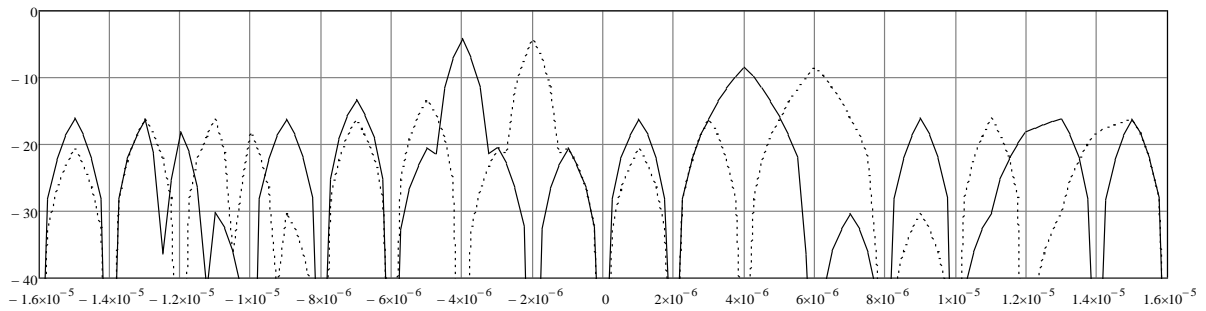


Рисунок 2.9 Відгук сигналу завади в кореляторі

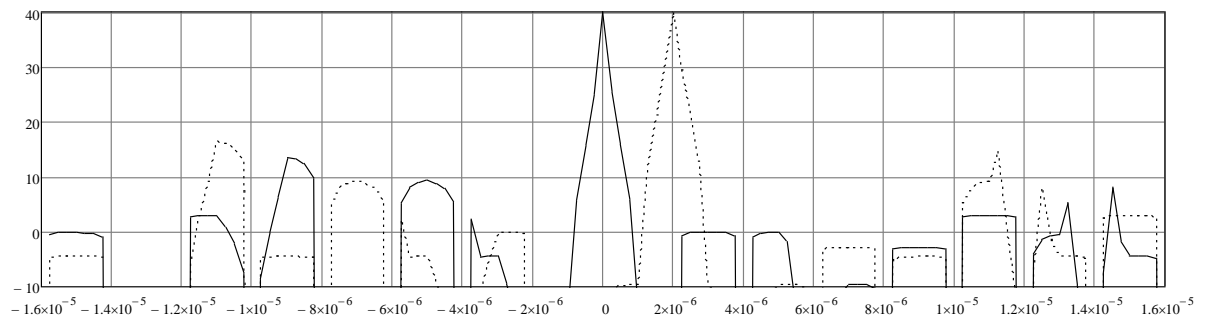


Рисунок 2.10 Показник ВСЗШ на виході кореляторів при синхронному прийманні

Тобто, використання спеціальних систем ОРП, з максимальною кількістю співпадаючих позицій нулів АКФ та ВКФ разом з корекцією початкової фази генераторів в каналі МС-БС дозволяє не лише уникнути міжканальних завад через асинхронність приймання в БС, а й збільшити пропускну спроможність системи в цілому за рахунок збільшення просторових каналів, що утворюються перевикористаними ОРП. На основі даного факту можна побудувати нові системи просторового мультиплексування.

Вкрай не доопрацьованим питанням є підлаштування всіх МС під якусь одну первинну МС, положення якої може змінюватись. Необхідно знайти інший механізм корекції даних початкових фаз, що не залежатиме від будь-якої МС, а залежатиме лише від деякого пристрою, що не змінює своїх просторово-часових параметрів – БС. Необхідно перейти до нового принципу

синхронізації, при якому початкова фаза генераторів всіх МС залежатиме не від фази прийнятого пілот сигналу БС, а від їх віддаленості до БС.

Оскільки, при ПЧ-КОС відгук корелятора залежить не лише від часових параметрів прийнятого сигналу, а від просторових параметрів джерела, тоді він працює не лише як пристрій з часовою, а й з просторовою вибірковістю. При прийманні на одиничну антену просторова вибірковість проявляється в вибірконості джерел сигналів за відстанню при умові, що каналоутворення відбувається однією ОРП, а початкові фази всіх генераторів однакові в не залежності від їх віддаленості до приймача (корелятора).

Оскільки, корелятор за своєю природою здійснює фільтрацію за формою сигналу, тобто здатний розділити джерела сигналів з різною початковою фазою, то на його просторову вибірковість прямо впливатиме затримка розповсюдження сигналу від передавача до приймача $\Delta t = d/c$, шляхом довжиною d . Якщо початкова фаза передаючої МС заздалегідь задана, то просторова вибірковість корелятора приймаючої БС повністю визначатиметься АКФ каналоутворюючих ОРП в одноканальному середовищі, а також ВКФ всіх каналоутворюючих ОРП в багатоканальному середовищі системи з кодовим розділенням сигналів.

Для синтезу принципів нової системи синхронізації, визначаються значення початкових фаз сигналів τ_0 , що випромінюються \uparrow та приймаються \downarrow МС та БС в нинішніх системах зв'язку з кодовим розділенням сигналів. БС відповідно до принципу синхронізації за пілот сигналом випромінює сигнали до МС синхронно, тобто з початковою фазою $\tau_0^{\text{БС}} \uparrow = 0$, тоді, сигнал розповсюдившись до МС шляхом довжиною d буде прийнято з початковою фазою відносно БС $\tau_0^{\text{МС}} \downarrow = d/c$, МС налаштувавши власний тактовий генератор на початкову фазу прийнятого пілот сигналу випромінює сигнал з тією ж початковою фазою $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = d/c$. Тоді, до БС надійде сигнал з початковою фазою $\tau_0^{\text{БС}} \downarrow = 2d/c$, або ще можна сказати, що до БС від МС

надійшов сигнал з різницею початкових фаз $\Delta\tau_0 = 2d/c$. В залежності від відстані МС до БС сигнал надходить з різною часовою затримкою.

Для створення умов синхронного приймання в БС необхідно, щоб до неї надходили сигнали від всіх МС з початковою фазою $\tau_0^{\text{БС}} \downarrow = 0$ чи з таким значенням $\tau_0^{\text{БКФ0}}$, при якому ВКФ всіх ОРП рівна нулю. Тоді, при передаванні кожна МС повинна зсунути початкову фазу сигналу так, щоб $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = -d/c = T - d/c$, $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = \tau_0^{\text{БКФ0}} - d/c = T + \tau_0^{\text{БКФ0}} - d/c$. МС підтягують початкові фази генераторів передавачів так, що їх реальні положення у просторі, що сприймається БС стають віртуальними, такими, з яких приймання є синхронним (рис.2.11).

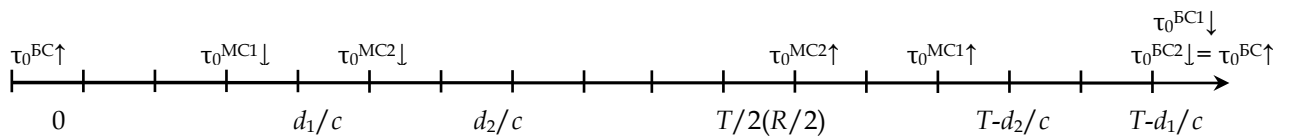


Рисунок 2.11 Значення початкових фаз МС та БС для синхронного приймання

Як зазначалось вище, ОРП LAS/ZCZ коди, які використовуються, мають широкі зони нульової кореляції. Це дозволяє при наявності повного синхронного приймання перевикористовувати їх ансамблі часовим зсувом початкових фаз на величину $\tau_0^{\text{БКФ0}}$, при яких всі ВКФ рівні нулю. Таким чином збільшується канална ємність. В такому разі всі МС, що працюють з оригінальним набором ОРП повинні зсувати початкові фази випромінених сигналів так, щоб вони були когерентні з опорними в БС тобто до $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = -d/c = T - d/c$. А всі, що працюють з перевикористаним набором ОРП повинні зсувати початкові фази до $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = \tau_0^{\text{БКФ0}} - d/c = T + \tau_0^{\text{БКФ0}} - d/c$. Збільшити каналну ємність системи в напрямку від БС до МС можливо таким же чином з врахуванням того

факту, що передавання від БС до всіх МС є завжди синхронним, тобто для використання зсунутих у часі ОРП необхідно одночасно і на однакову величину зсунути початкові фази переданого БС сигналу і опорного генератора корелятора приймача МС на величину $\Delta\tau_0 = \tau_0^{\text{ВКФ0}}$. Таким чином поділki на шкалі рис.2.11 можна розглядати як підзони обслуговування, що перевикористовують ансамбль ОРП. Саме даний принцип синхронізації і формує основу ПЧ-КОС.

2.2.2 Мультиплексування при просторово-часовому кореляційному обробленні сигналів

Розглянемо новий принцип мультиплексування, який утворюється при розширенні принципу КОС до ПЧ-КОС [3, 10]. Його відмінною рисою є можливість формування декількох просторових каналів за рахунок переходу від «синусоїдального» базису несучої до базису ортогональних розширюючих послідовностей (ОРП) однією антенною системою зі спрямованих випромінювачів з кутовою просторовою вибірковістю, де вибірковість за відстанню забезпечується ПКОС. При ПЧ-КОС, на якому ґрунтується даний метод мультиплексування розділення сигналів за відстанню відбувається не фізично, а віртуально.

Оскільки принцип ПЧ-КОС використовує ОРП LAS/ZCZ кодів, які мають нульові зони кореляції, одну й ту ж саму ОРП можна перевикористовувати для створення декількох ортогональних каналів. Такі кореляційні властивості ОРП забезпечують збільшення каналної ємності. Як видно з рис.2.12, ортогональність просторових каналів забезпечується затримкою між початковими фазами утворюючих їх ОРП на величину рівну тій, при якій АКФ і ВКФ дорівнює нулю.

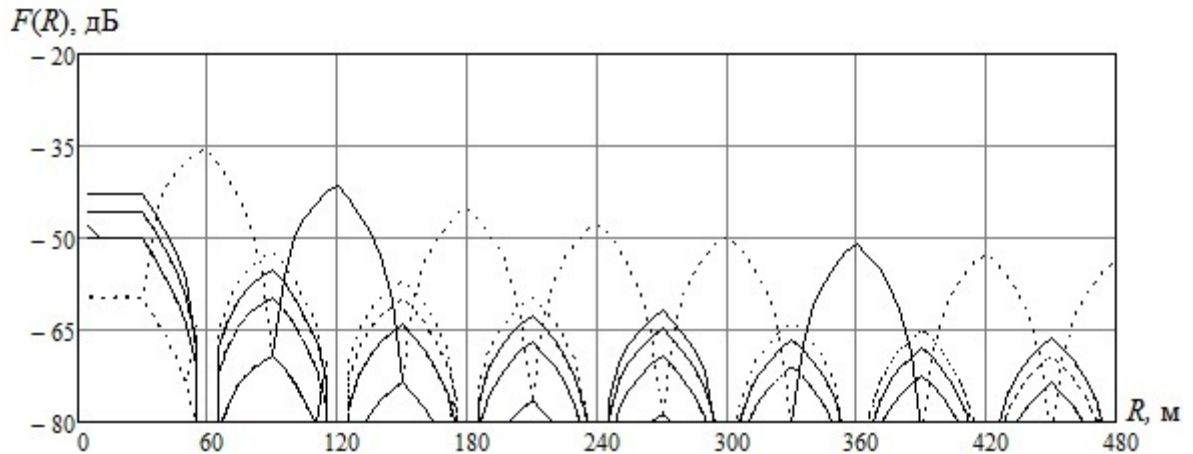


Рисунок 2.12 Розподіл каналів за відстанню просторового мультиплексора на основі ПКОС

Таким чином, всі МС, що працюють з оригінальним набором ОРП повинні зсувати початкові фази випромінених сигналів так, щоб вони були когерентні з опорними в БС тобто до $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = -d/c = T - d/c$. А всі, що працюють з перевикористаним зсувом на $\tau_0^{\text{ВКФ0}}$ набором ОРП повинні зсувати початкові фази до $\tau_0^{\text{МС}} \uparrow = \tau_0^{\text{ВКФ0}} - d/c = T + \tau_0^{\text{ВКФ0}} - d/c$, при цьому, БС повинна налаштувати корелятори на когерентне приймання даних сигналів зсувом початкових сигналів їх опорних генераторів на $\Delta\tau_0 = \tau_0^{\text{ВКФ0}}$. Даний метод мультиплексування побудований на принципі синхронізації, який розглядався вище в розділі 2.2.1.

Якщо при перевикористанні ОРП дотримуватись умови про рівність позицій нулів кореляційних функцій оригінального ансамблю та зсунутого на $\tau_0^{\text{ВКФ0}}$, тоді, часовий зсув $\tau_0^{\text{ВКФ0}}$ та коефіцієнт перевикористання N мають таку залежність [11]

$$\Delta\tau_0^{\text{ВКФ0}} = T / N, \text{ де } N = 2^n, n \in \mathbb{Z}. \quad (2.4)$$

Тільки за такої умови, при наявності нулів кореляційних функцій в позиціях $\Delta\tau_0^{\text{ВКФ0}} = T / N$ перевикористання ОРП циклічним зсувом на $\tau_0^{\text{ВКФ0}}$ забезпечує «абсолютну» ортогональність всіх ОРП та їх ансамблів.

Зважаючи на весь наведений вище матеріал, можливо побудувати таку систему синхронізації та перерозподілу каналів з кодовим розділенням, при якій можливо зменшити діапазон налаштування початкових фаз від $[0, T]$ до $[0, \Delta\tau_0^{\text{ВКФ0}}]$ та розбити один стільник на N підстільників, що обслуговуватимуться однією антеною БС.

На рис. 2.13 [11] розглянута зона обслуговування, яка складається з m підзон з лінійним розміром ρ_m на лінії від одного з випромінювачів, в якій знаходиться M абонентських станцій, що не можуть бути просторово розділені системою ПЧОС, тому розділяються по формі сигналів з використанням ансамблю ОРП. Просторове розділення груп по M абонентів відбувається повторним використання даного ансамблю ОРП з певним часовим зсувом.

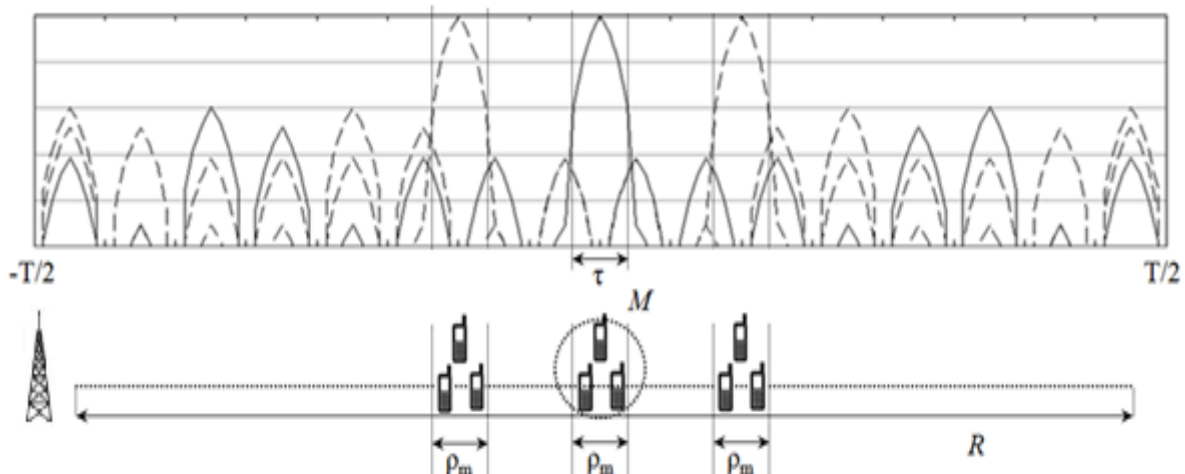


Рис. 2.13. Розподіл абонентів за відстанню при ПЧОС

Даний принцип синхронізації використовує LAS/ZCZ коди, які мають ширшу зону нульової кореляції, якщо використовуються неповні (половинні)

ансамблі ОРП. Що призводить до зменшення спектральної ефективності даної системи. Дану проблему можна вирішити застосувавши багатоканальну М-арну бі-ортогональну маніпуляцію (БМБОМ). Розглянемо особливості даного виду модуляції.

2.2.3 Використання багатоканальної М-арної біортогональної маніпуляції в радіоінтерфейсах з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів

Проблему зменшення спектральної ефективності можна вирішити використанням М-арна бі-ортогональної маніпуляції (МБОМ) [12], що використовує повні ансамблі ОРП, такі як Уолша чи інші, в яких кількість ортогональних послідовностей рівна 2^n , $n \in \mathbb{N}$, де кожній послідовності (бінарному відображенню її індексу порядку в ансамблі) відповідає своє інформаційне повідомлення з n біт. Отже, сигнальний алфавіт МБОМ утворюється сукупністю індексів ОРП в ансамблі. Таким чином, швидкість передавання в каналів МБОМ є вищою ніж при DSSS, але вона не є багатоканальною технологією. Дослідимо продуктивність БМБОМ у порівнянні з DS-CDMA, оскільки прототипи даних технологій були визначені фірмою Harrison як конкурентні при створенні стандарту 802.11b [12, 13, 14].

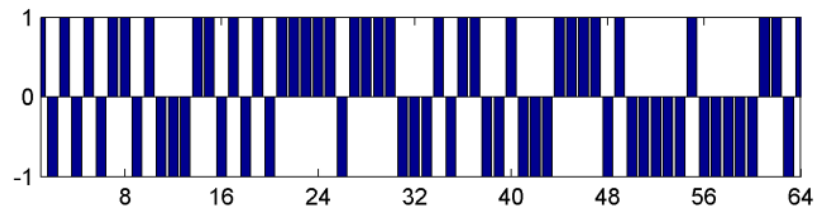
На відміну від технології DS-CDMA, в МБОМ інформаційний символ представляється як бітове значення у вигляді полярності і бінарного індексу доступної позиції послідовності вектора відгуку, тоді як в DS-CDMA інформаційний символ представляється як бітове значення у відповідному положенні вектора відгуку (рис.2.14).

Канальна спектральна ефективність (SE) для DS-CDMA може бути розрахована з використанням такого рівняння:

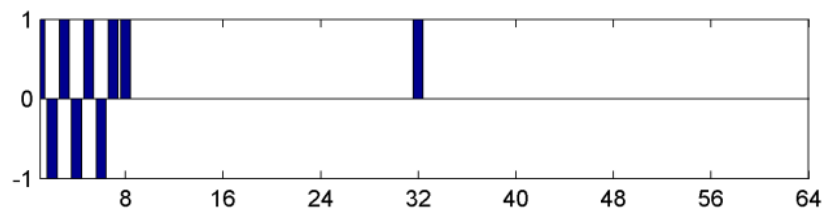
$$SE_{DS-CDMA} = 1/M, \quad (2.5)$$

і для МБОМ:

$$SE_{\text{МБОМ}} = (1 + \log_2(M)) / M. \quad (2.6)$$



а)



б)

Рисунок 2.14 Випадковий вектор відгуку корелятора в DS-CDMA при:

а) повному завантаженні каналу; б) 12.5% каналу завантажено

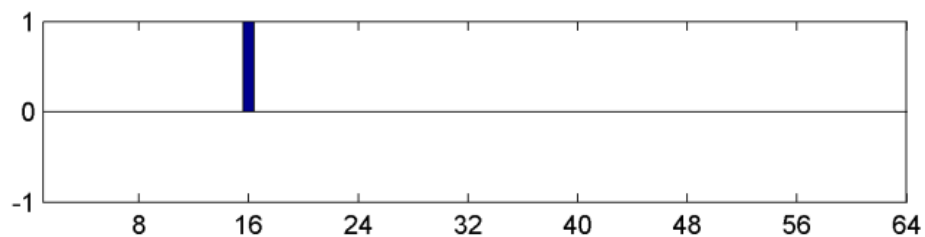


Рисунок 2.15 Випадковий вектор відгуку при МБОМ

Особливістю МБОМ є те, що для каналного кодування вона використовує модуляцію АФМ-3/АФМ-9, яка на відміну від ФМ-2/ФМ-4 (використовує технологія DSSS) переносить нульові точки в своєму сузір'ї, які несуть інформацію про те, що невірні ОРП не передаються. Сузір'я модуляції для різних типів МБОМ показані на рис.2.16. Це явище добре видно, коли сигнал МБОМ приймається з низьким відношенням сигнал /шум (SNR). Це справедливо для DS-CDMA, коли повний набір каналів не використовується і нульова точка сузір'я означає, що неактивні канали насправді не передають даних.

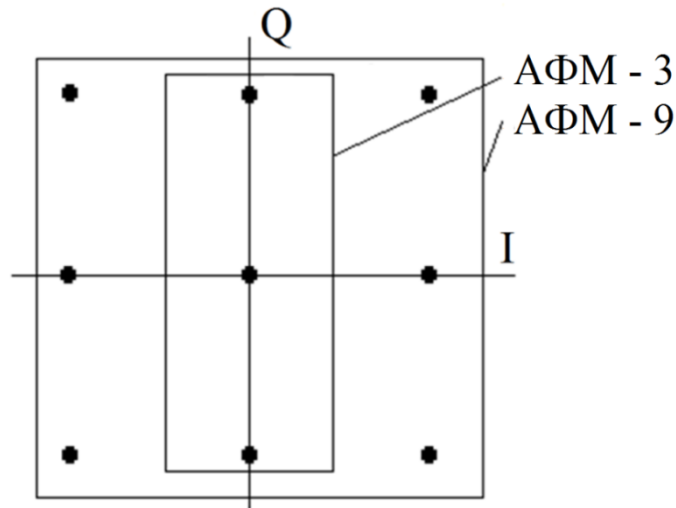


Рисунок 2.16 Модуляційні сузір'я для різних видів МБОМ

Для організації багатоканальної МБОМ (БМБОМ) необхідно визначити порядок одночасно переданих ОРП або індексів різних каналів передавання даних. Кілька біт з набору повинні бути призначені для цієї мети. У БМБОМ у бітах високого порядку ОРП індекс бінарного представлення містить інформацію про кількість каналів CDMA, або про порядок передавання інформаційних символів в різних каналах, тоді як один користувач використовує декілька каналів БМБОМ, а біти молодшого порядку містять передану інформацію каналу з відповідним номером.

У випадку квадратурної БМБОМ (БМКОМ) принцип БМБОМ із синфазного каналу транслюється до квадратурного каналу. Біти вищого порядку були обрані для відтворення індексів каналу з БМБОМ, тому що в цьому випадку всі ОРП розділені на декілька підмножин і лише одна ОРП з кожного набору може бути передана. Таким чином, додатковий отриманий помилковий набір біт вводиться для низького відношення сигнал/шум при передаванні сигналу. Кількість підмножин дорівнює числу каналів БМБОМ. Таким чином, бітовий розподіл переданих індексів ОП для різних видів БОМ і відносна спектральна ефективність у випадку повного використання 64 символів наведені в табл.2.1.

Таблиця 2.1 – Бітовий розподіл і спектральна ефективність MOM

Тип	Бітовий розподіл	Спектральна ефективність, bit/s/Hz
МOM	$\overline{\text{OS index}}$	6/64
МБОМ	$\overline{\text{polarity}} + \overline{\text{OS index}}$	7/64
БМБОМ	$\overline{\text{polarity}} + \overline{\text{ch. number}} + \overline{\text{OS index}}$	32/64
БМКОМ	$2^x \overline{\text{polarity}} + \overline{\text{ch. number}} + \overline{\text{OS index}}$	64/64

Наприклад, якщо БМБОМ використовує ансамбль з 1024 ОРП для організації 16 канального передавання з кодовим розділенням, то з наявних біт для передавання (10 ($2^{10}=1024$) біт на індекс послідовності + 1 біт полярності) перші 4 ($2^4=16$) біт відповідають за номер каналу, наступні 7 біт (1 полярності + 6 індексу) виділяються для безпосереднього передавання інформації. Отже, 1024 послідовності з наявного ансамблю розбиваються на 16 рівномірних блоків по 64 послідовності, що слідує один за одним. Передавання інформації по k -ому каналу забезпечується передаванням однієї з 64-ох послідовностей з k -ого блоку послідовностей. Випадковий вектор відгуку корелятора для цього випадку показаний на рис. 2.17.

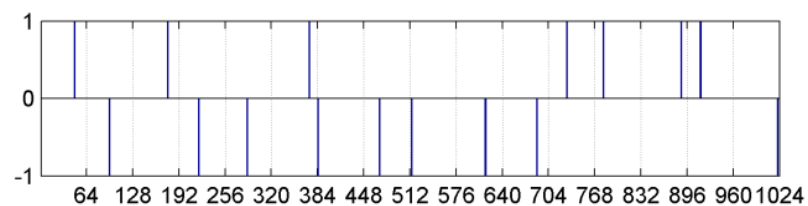


Рис. 2.17. Випадковий вектор відгуку БМБОМ

Багатоканальну або використану спектральну ефективність системи на основі DS-CDMA або БМБОМ можна обчислити як добуток отриманих значень від (2.5) і (2.6) до кількості активних каналів. Сигнал БМБОМ формується як і у випадку багатоканальної DS-CDMA. Після побудови

послідовності символів для кожного каналу відповідного каналного кодеру вони відправляються на модуляційний АФМ перетворювач, а потім до каналного суматора. Результируючий сумарний сигнал перекладається з цифро-аналоговий перетворювача на радіочастотний контур. Приймання сигналу БМБОМ або розкладання відбувається в зворотньому порядку.

Розглянемо продуктивність МБОМ у порівнянні з DS-CDMA з використанням моделі MATLAB, яка була створена з урахуванням всіх питань, згаданих вище. Основними значеннями продуктивності для CDMA є підсилення від розширення спектру і спектральна ефективність. Для цієї мети використовуються каналні кодери, що використовують повний набір з 1024 ОРП і підходять тільки для АФМ-3/ФМ-2. Значення продуктивності для цих кодерів наведені в табл.2.2.

Таблиця 2.2 – Значення продуктивності

Відносна кількість каналів	Підсилення від розширення спектру, dB	Спектральна ефективність DS-CDMA, bit/s/Hz	Спектральна ефективність БМБОМ, bit/s/Hz
1/1024	30,103	0,000977	0,0107422
2/1024	27,0927	0,001953	0,0195313
4/1024	24,0824	0,003906	0,0351563
8/1024	21,0721	0,007813	0,0625
16/1024	18,0618	0,015625	0,109375
32/1024	15,0515	0,03125	0,1875
64/1024	12,0412	0,0625	0,3125
128/1024	9,0309	0,125	0,5
256/1024	6,0206	0,25	0,75
512/1024	3,0103	0,5	1
1024/1024	0	1	1

Значення продуктивності і в табл.2.2 приведені для відносної кількості каналів CDMA з максимальним числом 1024, значення яких можуть бути відображені у відсотках. Таким чином, якщо кодер використовує набір з 64

ОРП, тоді ці значення для одного каналу розміщуються в рядку, що містить 16/1024 відносної кількості каналів. Використана спектральна ефективність подвоюється і підсилення розширеного спектру зменшується вдвічі для АФМ-9/ФМ-4 для БМБОМ/DS-CDMA. БМБОМ і DS-CDMA використовує залежність спектральної ефективності від числа каналів, яка показана на рис.2.18 для більш чіткого сприйняття їх різниці.

Як показано на рис.2.18, БМБОМ має більшу спектральну ефективність порівняно з DS-CDMA, але при збільшенні кількості каналів виграш спектральної ефективності зменшується. Тепер розглянемо кількість бітових помилок BER системи CDMA на основі БМБОМ порівняно з DS-CDMA з використанням результатів імітаційної моделі в MATLAB. Модель описує системи CDMA, які використовують повний набір з 1024 ОРП, в яких дані передаються за допомогою 16 каналів з відношенням сигнал/шум. Ці результати моделювання показані на рис.2.19.

Як показано на рис.2.19, БМБОМ має в два рази більшу кількість бітової помилки ніж DS-CDMA у випадку передавання по 16 каналам. Цей результат можна пояснити тим фактом, що АФМ-3/АФМ-9, що використовується БМБОМ, має нульові значення в сузір'ї, через що відношення сигнал/шум нижче ніж у ФМ-2/ФМ-4. Таким чином, БМБОМ необхідно вдвічі більше енергії для подвійної швидкості передавання даних.

З іншого боку, спектральна ефективність БМБОМ в 7 раз більше, ніж DS-CDMA у випадку передавання по 16 каналах.

Для більшої точності розглянемо інший метод порівняння ефективності через різні природи кодування БМБОМ і DS-CDMA. По-перше, знайдемо випадки коли їх кількість бітової помилки або енергетична ефективність рівні, а потім необхідно порівняти спектральну ефективність для них. Відповідно до зазначеного вище, 16-ти канална DS-CDMA і 8-ми канална БМБОМ мають однакову BER. Але БМБОМ має в 4 рази більшу спектральну ефективність, тому вона ефективніша ніж DS-CDMA.

З рис. 2.20 може бути обчислена перевага загальної ефективності БМБОМ над DS-CDM. Результати цих розрахунків показані на рис.2.21. Як показано на рис.2.21 ММБОМ є більш ефективною багатоканальною технологією CDMA ніж DS-CDMA у всіх випадках різної кількості каналів. Максимальна перевага БМБОМ спостерігається, коли існує лише один канал передавання і зменшується, коли число каналів збільшується.

МБОМ є більш ефективною, ніж DS-CDMA, так як в DS-CDMA один інформацій біт передається як ОП коротких символів, а в МБОМ одна ОП представляє набір інформаційних біт, який є бінарним представленням деякого індексу ОП від ОРП.

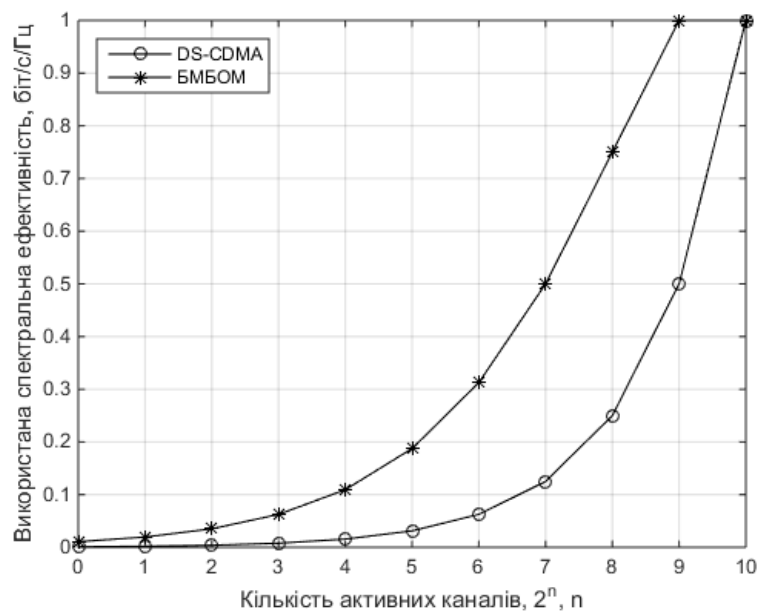


Рисунок 2.18 Використана спектральна ефективність

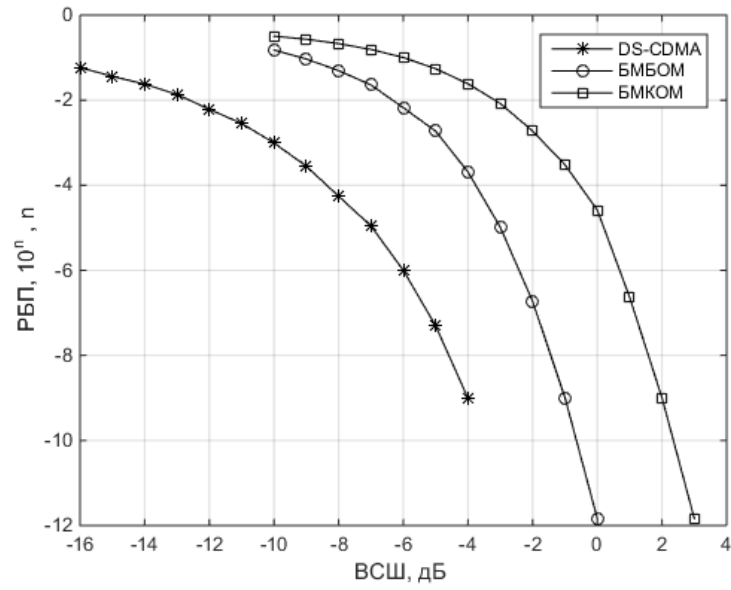


Рисунок 2.19 БМБОМ/БМКОМ і DS-CDMA BER продуктивність 16 каналів з АБГШ

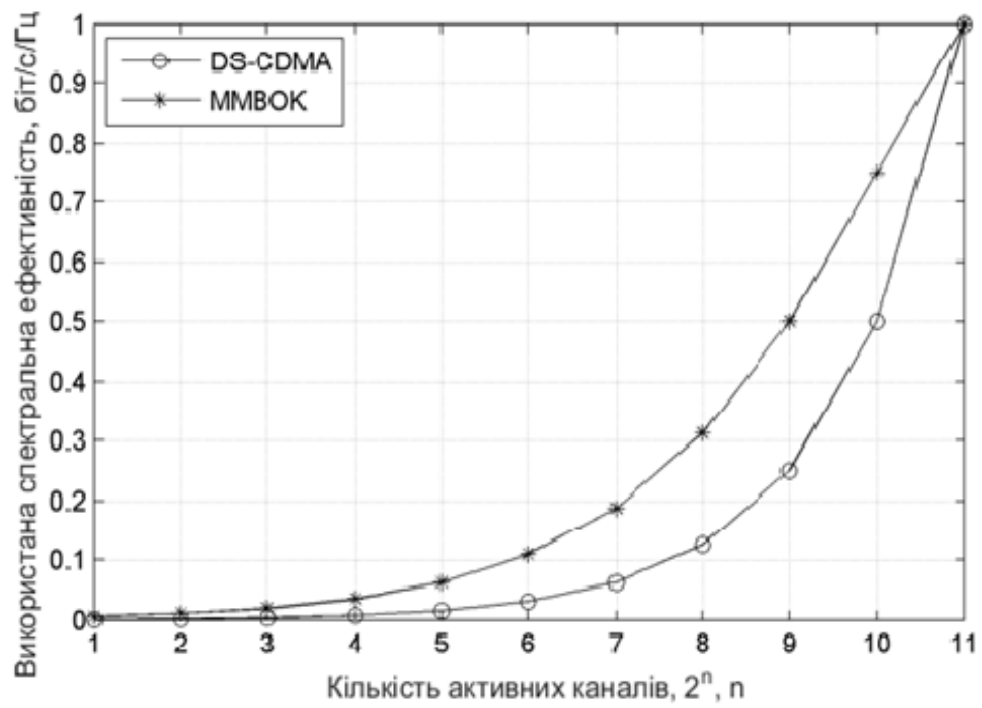


Рисунок 2.20 Загальна ефективність у випадку рівних BER

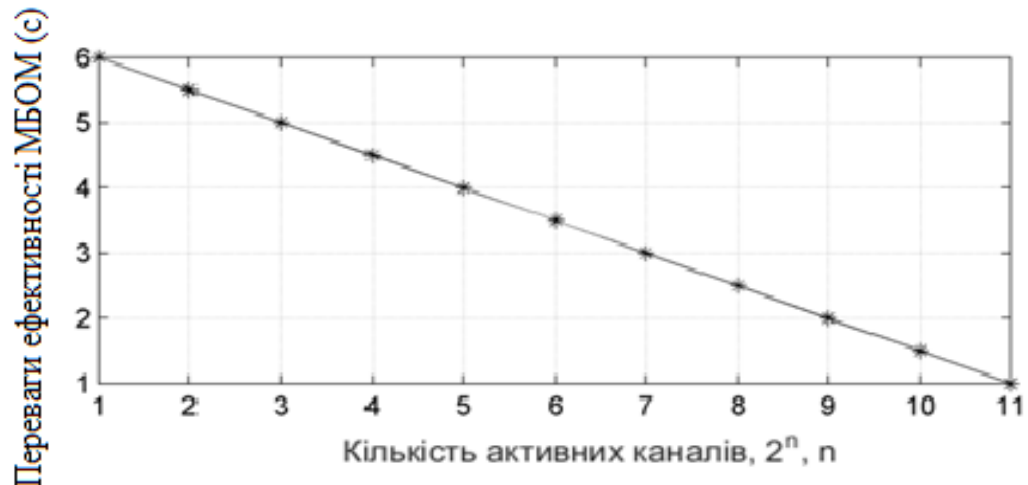


Рисунок 2.21 Загальна перевага продуктивності БМБМ над DS-CDMA

Таким чином, використана спектральна ефективність і швидкість передавання МБМ вище, ніж у DS-CDMA, але енергетична ефективність нижче, тому що АФМ-3/9 використовується з МБМ, а ФМ-2/ ФМ-4 – з DS-CDMA. БМБМ успадковує ці особливості. Кількість підмножин дорівнює числу БМБМ каналів, що є сприятливим для 2^n , n – кількість призначених біт. У випадку БМКОМ принцип роботи БМБМ з синфазного каналу транслюється в квадратурно-фазовий канал. BER БМБМ нижче, ніж для DS-CDMA у випадку рівної кількості каналів передавання через нижчу енергетичну ефективність АФМ, яка для цього використовується. Але спектральна ефективність БМБМ вище, ніж у DS-CDMA у всіх випадках завантаження активних каналів. БМБМ стає DS-CDMA, коли кількість її каналів стає рівним числу символів ОП. Всі переваги БМБМ сприяють її використанню в нових радіоінтерфейсах з ПЧ-КОС.

2.3 Висновки з розділу

Важливим недоліком класичної системи DS-CDMA є асинхронність режиму передавання сигналу з МС на БС. Асинхронність режиму передавання призводить до появи міжканальних завад, що значно впливає на якість прийнятого сигналу. В запропонованому підході до синхронізації початкова фаза генераторів всіх МС залежатиме не від фази прийнятого пілот сигналу БС, а від їх віддаленості до БС. Даний принцип синхронізації дозволяє розширити принцип КОС до ПЧ-КОС.

Використання LAS, ZCZ ОРП дозволяє розширити ємність системи за рахунок перевикористання ОРП для передавання даних. Проте, LAS/ZCZ вони мають ширшу зону нульової кореляції, якщо використовуються неповні (половинні) ансамблі ОРП, що призводить до зменшення спектральної ефективності даної системи. Дану проблему можна вирішити застосувавши багатоканальну М-арну бі-ортогональну маніпуляцію (БМБОМ). Використання МБОМ призводить до збільшення спектральної ефективності порівняно з DS-CDMA, але має енергетичний програш -3дБ через використання АФМ-3/АФМ-9, особливістю якої є наявність нульових точок у їх сузір'ях.

Перевикористання ОРП та застосування МБОМ призводить до результату, аналогічному МІМО, однак затратність на апаратну частину є меншою.

3 ОЦІНКА ПРОДУКТИВНОСТІ РАДІОІНТЕРФЕЙСІВ З ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ

В даному розділі проводиться оцінка продуктивності радіоінтерфейсів при використанні нового підходу до синхронізації та МБОМ.

3.1 Загальні засади

Оцінка продуктивності здійснюється за такими параметрами як ймовірність бітової помилки та пропускна здатність. Ймовірність бітової помилки визначається відношенням кількості помилкових бітів до їх загального переданого числа. Пропускна здатність каналу визначає гранично допустиму максимальну швидкість передавання даних, яка може бути досягнута в даному каналі.

3.2 Оцінка завадозахищеності

Тобто, продуктивність системи визначається структурою радіоінтерфейсу і виражається як відношення сигнал/шум (SNR) для даної системи.

З розділу 2.1 відомо, що відгук корисного сигналу описується АКФ функцією (2.2), яка при трансформації в часові координати для однієї приймальної антени запишеться як [1]:

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2E} \int_{-T/2}^{T/2} x_1(t) x_1^*(t - \Delta t) dt, \quad (3.1)$$

а відгук завади – ВКФ, з виразу (2,4) трансформується в:

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2E} \int_{-T/2}^{T/2} x_1(t) x_2^*(t - \Delta t) dt, \quad (3.2)$$

де $E = R(0,0) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_1^*(t)dt = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2^*(t)dt$, $x_1(t)$ – енергія корисного сигналу.

Відношення сигнал/(шум+завада) набуває найбільшого значення, коли відстань між станціями визначається точно ($\Delta d = 0$), тобто при ідеальній синхронізації ($\Delta t = 0$) відповідно до принципу:

$$d = c \cdot t \quad (3.3)$$

В реальних умовах виконання даної умови неможливо, оскільки існує похибка синхронізації Δt :

$$\Delta d = c \cdot \Delta t_N \quad (3.4)$$

В цьому випадку постає питання оцінки Δt , що є похибкою в часовому вимірі. Оскільки синхронізація визначається з АКФ, то похибка $\Delta t_N = \delta\tau \cdot \tau_k$ визначається як аргумент часового зсуву $\delta\tau$, нормованого до інтервалу кореляції τ_k із значення АКФ при певній пороговій величині $A_{\text{пор}}$. На дане значення впливає шум N , тоді при нормуванні до енергії корисного сигналу :

$$A_{\text{пор}} = A(\delta\tau) + N, \quad |\delta\tau| \leq 1 \quad (3.5)$$

$$A_{\text{пор}} = A_n(\delta\tau) + \frac{N}{E}$$

або:

$$A_{\text{пор}} = \Phi\{\delta\tau\} + 1 / SNR_n$$

Якщо припустити, що $A_{\text{пор}} \approx 1$, то:

$$\delta\tau = \Phi\left\{A_{\text{пор}} - 1 / SNR_n\right\}^{-1}, \quad (3.6)$$

де

$$SNR_{\text{н}} = \frac{E}{N} = \frac{E \cdot M}{\Delta F \cdot N} = M \cdot SNR,$$

де ΔF – смуга пропускання;

N_0 – спектральна потужність шуму.

$$\Delta t = \Phi \left\{ A_{\text{пор}} - 1 / SNR_{\text{н}} \right\}^{-1} \cdot \tau_k \quad (3.7)$$

Даний показник залежний від швидкості передавання, оскільки інтервал кореляції або тривалість символу відносяться як $R = 1/\tau_k$, тоді

$$\Delta t = \frac{\Phi \left\{ A_{\text{пор}} - 1 / SNR_{\text{н}} \right\}^{-1}}{R_c}, \quad (3.8)$$

$$R_c \uparrow \leftrightarrow \Delta t \downarrow.$$

Знайдемо $\Phi \left\{ A_{\text{пор}} - 1 / SNR_{\text{н}} \right\}$ на інтервалі $\Delta t = [-\tau_k; \tau_k]$, $\Delta t \leq |\tau_k|$. $\Delta t = [-\tau_k; \tau_k]$, $\Delta t \leq |\tau_k|$.

$$A_{\text{н}}(0) = 1$$

$$A_{\text{н}}(\tau_k) = 0 \rightarrow A_{\text{н}}(\tau_k) = -\delta\tau + 1 \quad (3.9)$$

$$V_{\text{н}}(0) = 0$$

$$V_{\text{н}}(\tau_k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \rightarrow V_{\text{н}}(\tau_k) = \frac{\delta\tau}{\sqrt{M}} \quad (3.10)$$

Таким чином, при нормованих значеннях АКФ, коли $\text{АКФ}_{\text{max}} = 1$ (при $\Delta t_{\text{н}} = 0$), значення похибки синхронізації визначають як аргумент нормованої АКФ в точці $1 - 1 / SNR$.

Знайдемо похибку синхронізації через оцінку АКФ.

$$A_{\text{пор}} = -\delta\tau + 1 + \frac{1}{SNR_H},$$

звідси:

$$\Delta\tau = 1 - A_{\text{пор}} + \frac{1}{SNR_H} \rightarrow \delta\tau = \frac{1}{SNR_H}, \quad (3.11)$$

тоді

$$\frac{\Delta t_N}{\tau_k} = \frac{1}{SNR_H},$$

звідки

$$\Delta t_N = \frac{1}{R_c \cdot SNR_H},$$

де $R_c = R \cdot M$ з урахуванням коефіцієнта розширення спектру M .

$$\Delta t_N = \frac{1}{M^2 \cdot R \cdot SNR_H}. \quad (3.12)$$

Розглянемо графіки залежності похибки синхронізації від швидкості передавання $\Delta t_N(R)$ при різних значеннях SNR_N на рис.3.1. На графіку криві $\Delta t_1(R)$, $\Delta t_2(R)$, $\Delta t_3(R)$ відповідають значенням $SNR1_N = 4$, $SNR2_N = 8$ та $SNR3_N = 10$.

З графіків видно, що при збільшенні швидкості передавання похибка синхронізації зменшується, причому при однаковому значенні швидкості похибка синхронізації буде зменшуватись при збільшенні відношення сигнал/шум.

З іншої сторони присутня деяка абсолютна нестабільність частот δf :

$$\delta f = \frac{|f_0 - f_1|}{f_0} = \frac{\pm \Delta T}{T_0 \pm \Delta T},$$

яка задає точність синхронізації як зміну періоду T_0 коливання:

$$\pm \Delta T = \frac{T_0 \cdot \delta f}{1 - \delta f}.$$

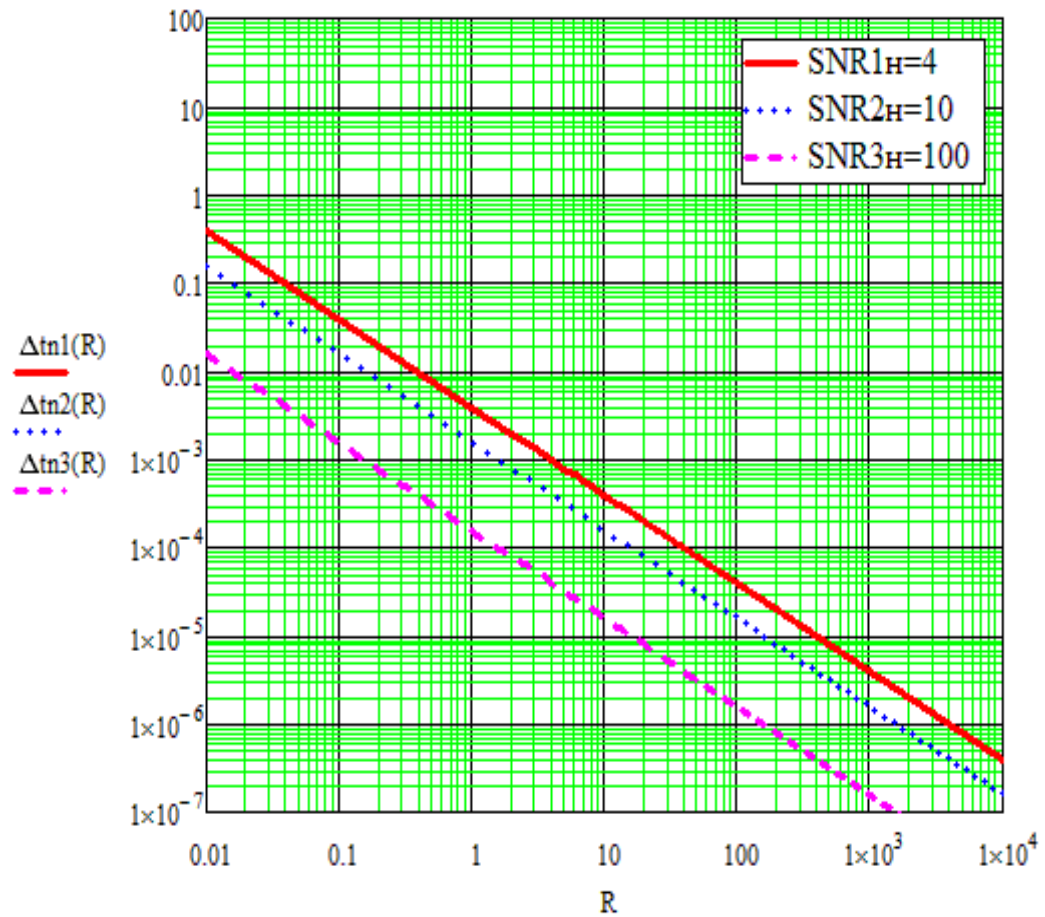


Рисунок 3.1 Графіки залежності похибки синхронізації від швидкості передавання $\Delta t(R)$

Тоді за час поширення синхронізаційного сигналу до станції і назад оцінка часу відбудеться з похибкою

$$\Delta t_c = \frac{2d \cdot \delta f}{c(1 - \delta f)}. \quad (3.13)$$

$$\Delta t_c \uparrow \leftrightarrow d \uparrow.$$

Даний показник не залежить від швидкості передавання, а лише від часу розповсюдження сигналу.

Розглянемо графіки залежності похибки Δt_c від відстані до станції при різних значення нестабільності частоти на рис.3.2. На рис.3.2 прямі $\Delta t1_c(d)$, $\Delta t2_c(d)$, $\Delta t3_c(d)$, $\Delta t4_c(d)$, $\Delta t5_c(d)$ відповідають значенням $\delta f1=10^{-9}$, $\delta f1=10^{-8}$, $\delta f1=10^{-7}$, $\delta f1=10^{-6}$, $\delta f1=10^{-5}$ відповідно.

З графіків видно, що при віддаленні станції, тобто при збільшенні d похибка синхронізованого сигналу Δt_c збільшується, причому при збільшенні нестабільності частоти генератора вона значно зростає.

Тоді загальна похибка синхронізації дорівнює:

$$\Delta t = \Delta t_c + \Delta t_N = \frac{2d \cdot \delta f}{c(1 - \delta f)} + \frac{1}{SNR_n \cdot R_c}. \quad (3.14)$$

Оскільки в більшості випадків величина похибки, що залежить від часу розповсюдження більше ніж через розсинхронізацію, то виникають випадки, коли похибка синхронізації в часі більше, ніж половина інтервалу кореляції, що зробить неможливим якісне розділення сигналів.

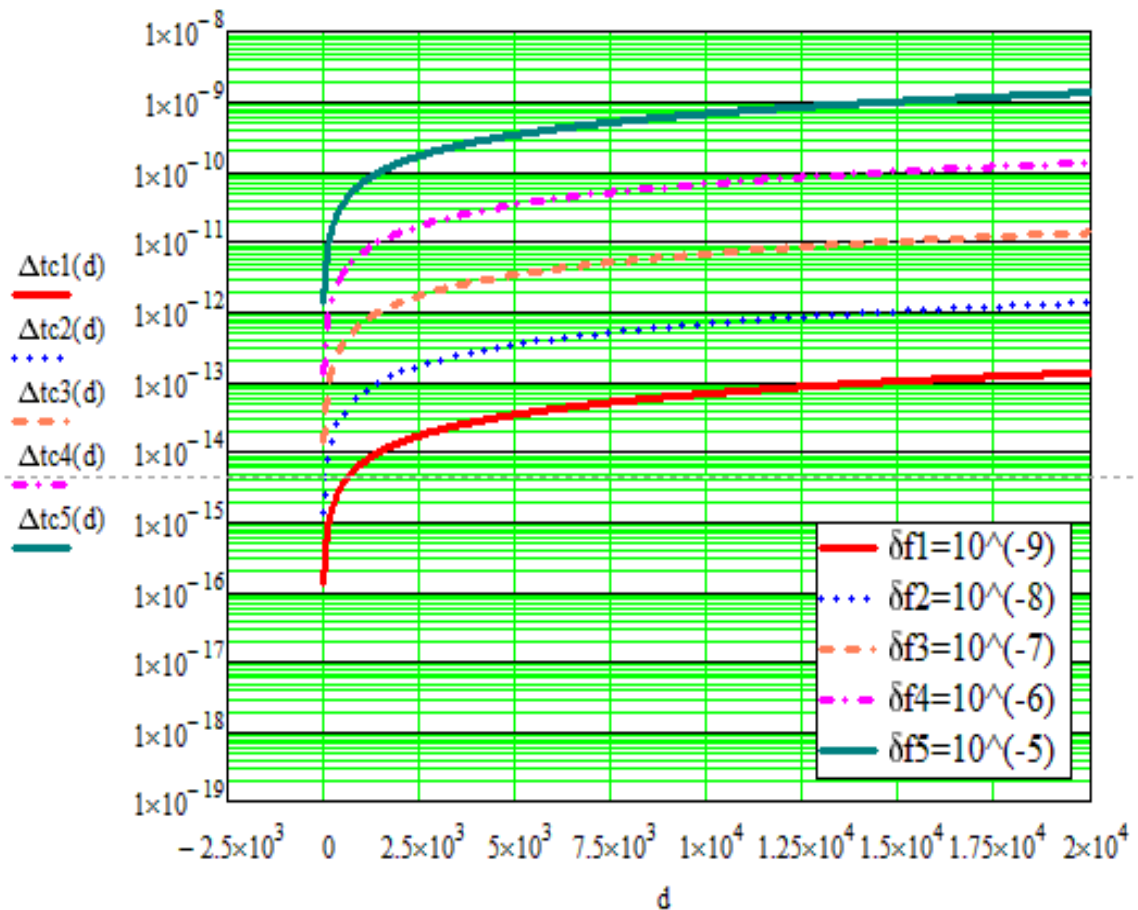


Рисунок 3.2 Графіки залежності похибки Δt_c від відстані до станції d при різних значення нестабільності частоти δf

Таким чином, можна визначити максимальну швидкість передавання в залежності від розсинхронізації.

$$\Delta t = \frac{\tau_k}{2} = \frac{1}{2R}. \quad (3.15)$$

Прирівняємо даний вираз до виразу 3.14:

$$\frac{2d \cdot \delta f}{c(1 - \delta f)} + \frac{\tau_k}{SNR_H} = \frac{1}{2R},$$

отримаємо залежність максимальної швидкості передавання від розсинхронізації:

$$R_{\max}(d, \delta f) = \frac{SNR_H - 2}{2SNR_H} \cdot \frac{c(1 - \delta f)}{2d \cdot \delta f}.$$

Припустимо, що $SNR_H \gg 2$ (в разях), тоді

$$R_{\max}(d, \delta f) = \frac{c(1 - \delta f)}{4d \cdot \delta f}. \quad (3.17)$$

Розглянемо графіки залежності максимальної швидкості передавання від роз синхронізації при різних значеннях відношення сигнал/шум на рис.3.3.

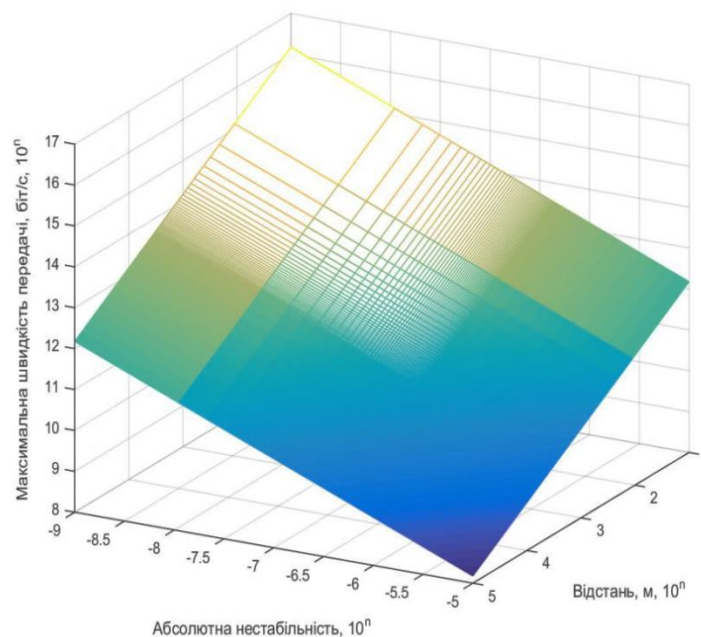


Рисунок 3.3 Графік залежності максимальної швидкості передавання від розсинхронізації

З графіку на рис.3.3 видно, що максимального значення швидкість передавання набуває у випадку мінімальної відстані до БС та мінімальної нестабільності частоти. При збільшенні цих величин максимальна швидкість передавання значно зменшується.

Знайдемо $SINR$ на вході демодулятора під впливом розсинхронізації для одного каналу:

$$SINR = \frac{A}{N + V} \rightarrow SINR = \frac{A_H}{\frac{1}{SNR_H} + V_H}. \quad (3.18)$$

З формул (3.9) і (3.10) для розрахунку A_H та V_H :

$$SINR(\Delta t) = \frac{-\frac{\Delta t}{\tau_k} + 1}{\frac{1}{SNR_H} + \frac{\Delta t}{\sqrt{M} \cdot \tau_k}}, \quad (3.19)$$

звівши до спільного знаменника та скоротивши на \sqrt{M} отримаємо:

$$SINR(\Delta t) = \frac{SNR_H \cdot M (\tau_k - \Delta t)}{\tau_k + \sqrt{M} \cdot \Delta t \cdot SNR_H}. \quad (3.20)$$

Підставимо з формули (3.14) значення замість Δt і отримаємо:

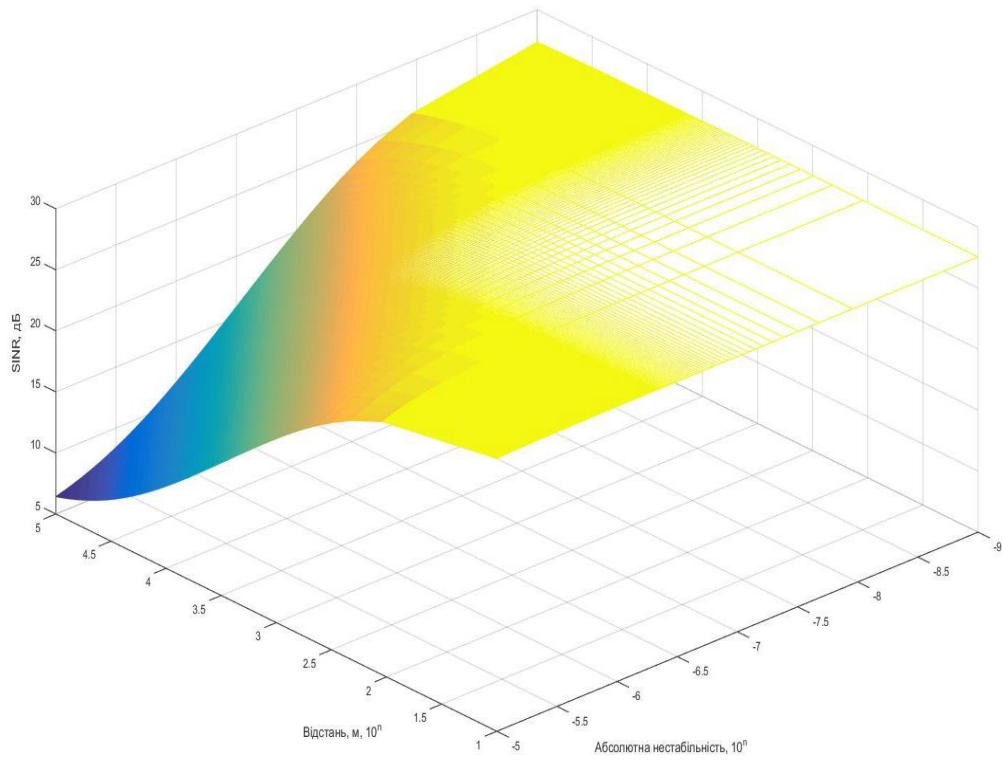
$$SINR(d, \delta f) = \frac{\tau_k \cdot c(\sqrt{M^3} \cdot SNR - \sqrt{M}) + \sqrt{M^3} \cdot SNR \cdot 2d \cdot \delta f}{\tau_k \cdot c(1 + \sqrt{M}) + 2d \cdot \delta f \cdot M \cdot SNR}. \quad (3.21)$$

Графіки залежності $SINR$ від відстані d та нестабільності частоти генератора при різних значеннях SNR_H зображений на рис.3.4.

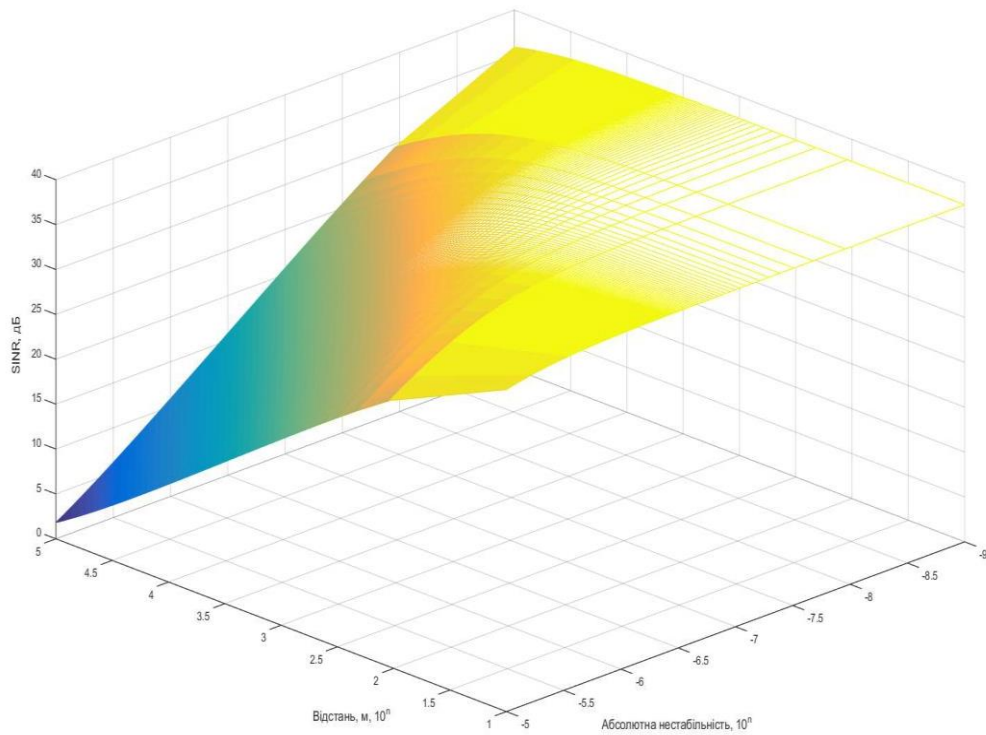
З графіків видно, що при мінімальному значенні відстані МС до БС та абсолютної нестабільності значення $SINR$ набуває максимального значення і поступово зменшується при збільшенні цих величин. Причому, при більшому значенні SNR_H величина $SINR$ досягає більшого значення (рис.3.3(б)).

У випадку багатоканальної системи:

$$SINR_N(\Delta t) = \frac{SINR}{N}. \quad (3.22)$$



а)



б)

Рисунок 3.4 Графіки залежності $SINR$ від відстані d та нестабільності частоти генератора при різних значеннях $SINR_H$: а) $SINR_H = 4$; б) $SINR_H = 10$

3.3 Оцінка продуктивності

Оскільки система з шумоподібними сигналами, то пропускна здатність може визначатись за формулою Шеннона [1]:

$$C = \log_2(1 + SNR_H) \cdot SE, \quad (3.23)$$

де SE – спектральна ефективність.

У випадку використання БМБОМ спектральна ефективність має вигляд [17]:

$$SE_{\text{БМБОМ}} = \frac{(1 + \log_2 M - \lceil \log_2 N \rceil) \cdot N}{M}, \quad (3.24)$$

де N – кількість каналів.

Підставимо вираз для $SE_{\text{БМБОМ}}$ у (3.23) і отримаємо формулу для продуктивності системи у випадку використання БМБОМ:

$$C_N = \log_2 \left(1 + \frac{SNR \cdot M}{N} \right) \left(\frac{1 + \log_2 M - \lceil \log_2 N \rceil \cdot N}{M} \right). \quad (3.25)$$

Порівняємо продуктивність системи у випадку використання БМБОМ з класичною DS-CDMA. Результат зображений на рис. 3.5

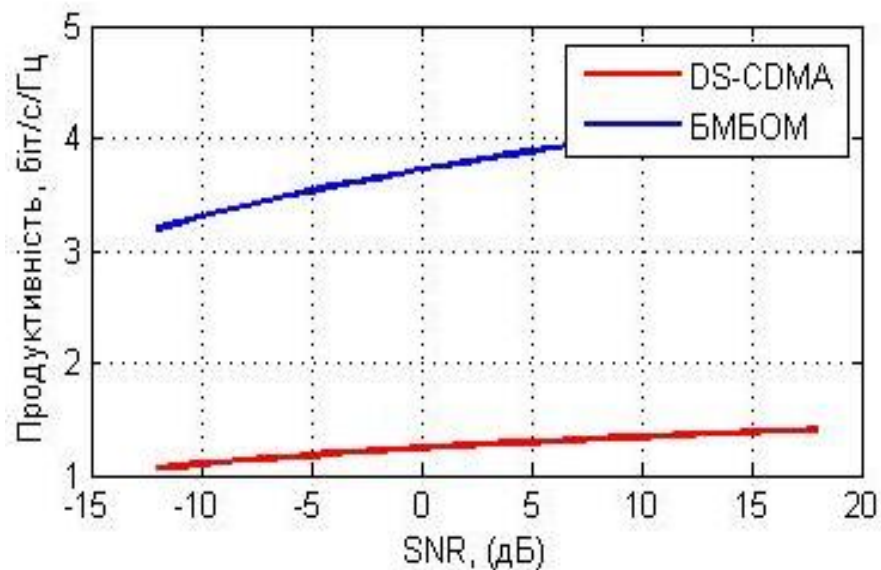


Рис.3.5 Порівняння продуктивності системи з використанням БМБОМ з класичною DS-CDMA

З рис.3.5 видно, що система з БМБОМ забезпечує набагато більшу продуктивність порівняно з DS-CDMA.

Дослідимо ймовірність бітової помилки в каналі з Райсовськими завмираннями для модуляції QAM [16]:

$$P_{\text{BER}} = \frac{2}{\pi \sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \times \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}-1} 2^{-k} \sum_{i=0}^{\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \right\rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \int_0^{\pi/2} \prod_{i=1}^L M \gamma_i \left(-\frac{(2i+1)^2 \cdot 3 / (2(M-1))}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right\}, \quad (3.26)$$

де M – ранг модуляції QAM- M ; $M_{\gamma_i}(s) = \frac{1}{1-s\gamma_i}$ – момент генерації функції для кожного різноманіття зв'язків; $\gamma_i = (\Omega \cdot \text{SINR}) / L$ – SINR символу у зв'язку; Ω – очікування завмирання амплітуди; L – кількість різних зв'язків.

Розглянемо графік залежності ймовірності бітової помилки BER від відношення сигнал/шум в каналі з Райсовськими завмираннями при $M=16$ на рис.3.6. Порівняємо залежності BER від SNR в каналі з Райсовськими завмираннями та в каналі з АБГШ на рис.3.7.

З рисунку 3.7 видно, що ймовірність бітової помилки в каналі Райсовськими завмираннями буде значно більше ніж в каналі з АБГШ при однаковому значенні відношення сигнал/шум.

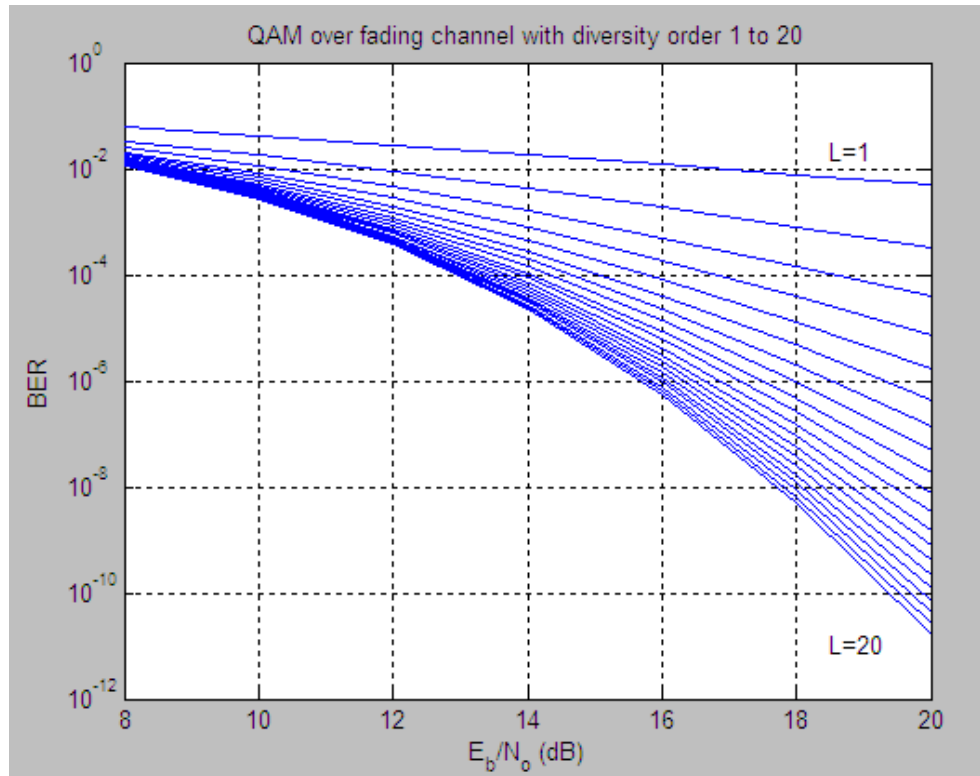


Рис. 3.6 Графік залежності BER в каналі з Райсовськими завмираннями від SNR у випадку $M = 16$

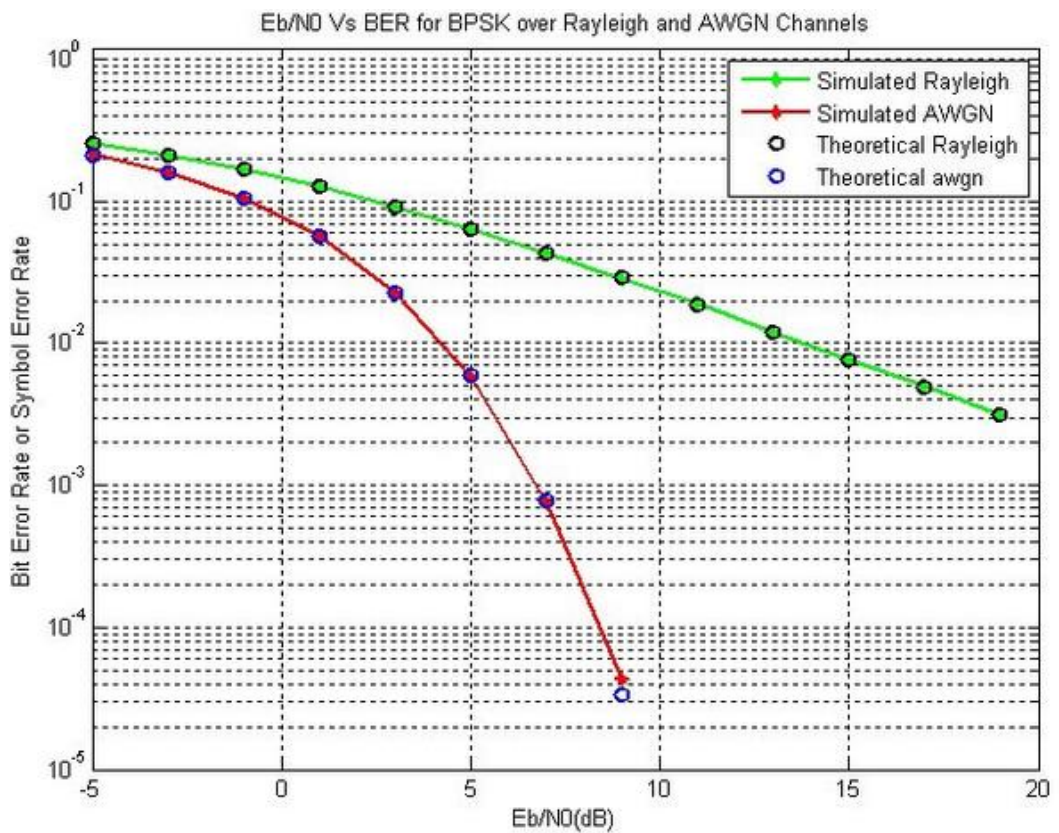


Рисунок.3.7 Графік залежності BER від SNR в каналі з Райсовськими завмираннями та в каналі з АБГШ на рис.3.7.

3.4 Висновки з розділу

Оцінка продуктивності здійснюється за такими параметрами як ймовірність бітової помилки та пропускна здатність. Продуктивність системи визначається структурою радіоінтерфейсу і виражається як відношення сигнал/шум (SNR) для даної системи. Відношення сигнал/(шум+завада) набуває найбільшого значення, коли відстань між станціями визначається точно ($\Delta d = 0$), тобто при ідеальній синхронізації ($\Delta t = 0$). В реальних умовах виконання даної умови неможливо, оскільки існує похибка синхронізації Δt .

Розглянуто похибку синхронізації в часовому вимірі Δt_N та досліджено залежність її від швидкості передавання R на графіках. З графіків видно, що при збільшенні швидкості передавання похибка синхронізації зменшується, причому при однаковому значенні швидкості похибка синхронізації буде зменшуватись при збільшенні відношення сигнал/шум. Крім того, дана похибка обернено-пропорційно залежить від коефіцієнта розширення M . Тобто, при збільшенні коефіцієнта розширення зменшується похибка синхронізації і якість сигналу на входу покращується. Тому використання БМБОМ має значні переваги у використанні, оскільки має найбільший коефіцієнт розширення.

З іншої сторони присутня деяка абсолютна нестабільність частот δf . Тоді за час поширення синхронізаційного сигналу до станції і назад оцінка часу відбудеться з похибкою Δt_c . В розділі досліджено графіки залежності похибки Δt_c від відстані до станції при різних значеннях нестабільності частоти δf . З графіків видно, що при віддаленні станції, тобто при збільшенні d похибка синхронізованого сигналу Δt_c збільшується, причому при збільшенні нестабільності частоти генератора вона значно зростає.

Враховуючи похибку в часовому вимірі та похибку, яка виникає через нестабільність частоти генератор, можна визначити максимальну швидкість передавання R_{\max} . В роботі досліджено залежність R_{\max} від відстані до станції та нестабільності частоти генератора при різних значення відношення сигнал/шум. З графіків вияснилось, що при збільшенні SNR швидкість передавання також збільшується.

В роботі досліджено графіки залежності $SINR$ від відстані d та нестабільності частоти генератора при різних значеннях SNR_n . З графіків видно, що при мінімальному значенні відстані МС до БС та абсолютної нестабільності значення $SINR$ набуває максимального значення і поступово зменшується при збільшенні цих величин. Причому, при більшому значенні SNR_n величина $SINR$ досягає більшого значення

Враховуючи всі умови, досліджено продуктивність системи, яка залежить від спектральної ефективності. Крім того, досліджено, що продуктивність системи з БМБОМ набагато вища класичної системи з DS-CDMA.

4 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

4.1 Опис ідеї проекту

Проаналізовано та подано в вигляді таблиць:

- зміст ідеї (що пропонується);
- можливі напрямки застосування;
- основні вигоди, що може отримати користувач товару (за кожним напрямком застосування);
- чим відрізняється від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 4.1 – Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди користувача
Побудова інтерфейсу мобільного зв'язку з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів	1. Використання мережі для роботи.	Швидкісний доступ до мережі Інтернет.
	2. Використання мережі для спілкування.	Покриття по всій території країни.
	3. Використання мережі для відпочинку.	Можливість перегляду відео та прослуховування музики будь де.

Аналіз потенційних техніко-економічних переваг порівняно з пропозиціями конкурентів передбачає:

- визначення переліку техніко-економічних властивостей та характеристик;
- визначення попереднього кола конкурентів або товарів-замінників чи товарів-аналогів, що вже існують на ринку, та проведення збору інформації щодо значень техніко-економічних показників для ідеї власного проекту та проектів конкурентів;

- проведення порівняльного аналізу показників: для власної ідеї визначаються показники, що мають а) гірші значення (W, слабкі); б) аналогічні (N, нейтральні) значення; в) кращі значення (S, сильні) (табл. 4.2).

Таблиця 4.2 – Визначення характеристик ідеї проекту

№ п/ п	Техніко- економічні характеристики ідеї	Потенційні товари/концепції конкурентів		W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Запропоно ваний метод	Загальнов живаний метод			
1.	Пропозиція розробки, встановлення та налаштування нового інтерфейсу мобільного зв'язку	Дає змогу	Не дає змогу	Розробка та встановлення нового обладнання трудоємний та дорогий процес	Підвищення якості інтерфейсу виправдане очікуванням та витраченим капіталом	Рішення є більш ефективним відносно інших
2.	Підвищення заводо захищеності та продуктивності системи мобільного зв'язку	Дає змогу	Не дає Змогу	Не надається 100% Гарантія успіху пропозиції серед користувачів мобільного зв'язку	Потребує додаткових досліджень і обрахунків, а також підбір обладнання	Забезпечується значне підвищення заводо захищеності та продуктивності системи

Визначений перелік слабких, сильних та нейтральних характеристик та властивостей ідеї потенційної пропозиції, що є підґрунтям для формування його конкуренто спроможності.

4.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Було проведено аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею проекту. Визначення технологічної здійсненності ідеї проекту передбачає аналіз таких складових (табл.4.3):

- за якою технологією буде виготовлено товар згідно ідеї проекту;
- чи існують такі технології, чи їх потрібно розробити/допрацювати;
- чи доступні такі технології авторам проекту.

Таблиця 4.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Швидкісний інтернет	3G	наявна	Доступна
2	Голосовий зв'язок	SIM карта	наявна	Доступна
3	Контакт-центр	Цілодобовий обслуговування	наявна	Доступна
4	Персональний онлайн сервіс	Цілодобова онлайн підтримка клієнтів	наявна	Доступна
5	Мережа покриття	Базові станції, ретранслятори, антени	необхідно розробити	Доступна

4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть

перешкодити реалізації проекту, дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів- конкурентів. Спочатку проводиться аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (табл. 4.4).

Таблиця 4.4 – Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1.	Кількість головних гравців, од	3
2.	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
3.	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Немає
4.	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	ГСТУ,СТТУ,ТУУ
5.	Середня норма рентабельності в галузі або по ринку,%	81%

Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку) порівнюється із банківським відсотком на вкладення. За результатами попереднього оцінювання ринок є привабливим для входження.

Надалі визначаються потенційні групи клієнтів, їх характеристики, та формується орієнтовний перелік вимог до товару для кожної групи (табл. 4.5).

Після визначення потенційних груп клієнтів проведений аналіз ринкового середовища: складені таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають (табл. №№ 4.6...4.7). Фактори в таблиці подані в порядку зменшення значущості.

Таблиця 4.5 – Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№	Потреба, що	Цільова	Відмінності у поведінці	Вимоги
---	-------------	---------	-------------------------	--------

п / п	формує ринок	аудиторія (цільові сегменти ринку)	різних потенційних цільових груп клієнтів	споживачів до товару
-------------	-----------------	---	--	-------------------------

Продовження таблиці 4.5

1	Цілодобовий, надійний, вис- окопродуктив- ний інтерфейс мобільної мережі	Всі власники смартфонів, користувачі онлайн сервісів	Залежно від цільової групи ціна абонентської плати та об'єм трафіку регулюється завдяки гнучкій системі тарифів оведінку клієнта формують потреби; особливостей купівлі та експлуатації товару немає	<ul style="list-style-type: none"> – надійність – мобільність – доступність – простота – зручність – швидкість
---	--	--	---	--

Таблиця 4.6 – Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1.	Незацікавлен- ість клієнтів	Внаслідок невдалого маркетингу клієнт може не зацікавитись послугами	Внесення додаткових сервісних послуг та зниження цін
2.	Потреба в ресурсах	Для створення більш продуктивного радіоінтерфейсу мережі необхідно розробити технічне обладнання та підготувати висококваліфіковані кадри	Укладання договорів з комерційними структурами для фінансування та надання можливостей для розробки, побудови і тестування інтерфейсу мобільної мережі

Таблиця 4.7 – Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1.	Конкуренція	Спонукає розробляти та виробляти нові продукти, знижувати витрати на їх виробництво	Ускладнення структури та функціональної наповненості пропозиції

Продовження таблиці 4.7

2.	Попит	Існування стійкого попиту означає, що більшість клієнтів зацікавлені у введенні більш продуктивного інтерфейсу мобільної мережі	Рекламна діяльність, просування товару в Інтернеті
----	-------	---	--

Надалі проведений аналіз пропозиції: визначені загальні риси конкуренції на ринку (табл. 4.8).

Таблиця 4.8 – Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
1. Вказати тип конкуренції – олігополія	На ринку присутня невелика кількість підприємств, що займаються побудовою такого типу систем	Підвищувати якість послуг за рахунок використання прогресивних технологій
2. Локальний	Відсутність єдиного національного постачальника послуг	Окремий підхід до кожної локальної

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
		ділянки
3. Внутрішньогалузева	Економічна боротьба між різними компаніями, які діють в одній галузі економіки, надають послуги і реалізують однакові товари, що задовольняють одну й ту саму потребу, але мають відмінності у виробничих затратах, якості, ціні тощо	Слідкувати за інтерфейсами конкурентів

Продовження таблиці 4.8

4. Товарно-видова	Потужність наявних технічних засобів для розгортання удосконаленого інтерфейсу мережі	За необхідності, використання обладнання схожого типу
5. Цінова	Можливість заощадити за допомогою діагностики	Гнучка політика цін
6. За інтенсивністю – марочна	Кожна діагностика має бути стандартизованою	Реклама товару, проведення тендерів

Після аналізу конкуренції проведено більш детальний аналіз умов конкуренції в галузі (за моделлю 5 сил М. Портера) (табл. 4.9).

Таблиця 4.9 – Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
Складові аналізу	Технологічні	Необхідність пошуку	Залучення малопопуляр-	Незалежність у	Надання переваги

	постачальники	постачальників	них постачальників	прийнятті клієнтських рішень)	більш авторитетним технологічним рішенням
Висновки:	Інтенсивність незначна	Можливість виходу на ринок є	Постачальники диктують цінову політику на обладнання	Клієнти диктують вимоги до якості	Обмеження існують лише у разі відмови від діагностики

Для того щоб бути конкурентоспроможним на ринку для розробки товару, потрібно залучати висококваліфікованих спеціалістів у галузі програмування, маркетингу, автоматизації та аналітики.

На основі аналізу конкуренції, наведеного в табл. 4.9, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту (табл. 4.2), вимог споживачів до товару (табл. 4.5) та факторів маркетингового середовища (табл. №№ 4.6-4.7) визначається та обґрунтовується перелік факторів конкурентоспроможності. Аналіз оформлюється за табл. 4.10.

Таблиця 4.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Раціональніший ціновий показник	Можливість більш раціонально використати ресурсів
2	Сервісна підтримка 24/7	Сервісна підтримка апаратної та програмної частини
3	Доступність	Доступна майже на всіх смартфонах
4	Спектр застосувань	Використання для ряду потреб користувачів.

За визначеними факторами конкурентоспроможності (табл. 4.10) проводиться аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту (табл. 4.11).

Таблиця 4.11 – Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№	Фактор конкуренто-спроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1	Раціональніший ціновий показник	13			+				
2	Надання персональних послуг 24/7	15			+				
3	Доступність	20	+						
4	Спектр застосувань	17		+					

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) (табл. 4.12) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін (табл. 4.11).

Перелік ринкових загроз та ринкових можливостей складається на основі аналізу факторів загроз та факторів можливостей маркетингового середовища. Ринкові загрози та ринкові можливості є наслідками (прогнозованими результатами) впливу факторів, і, на відміну від них, ще не є реалізованими на ринку та мають певну ймовірність здійснення. Наприклад, зниження доходів потенційних споживачів – фактор загрози, на основі якого можна зробити прогноз щодо посилення значущості цінового фактору при виборі товару та відповідно, – цінової конкуренції (а це вже – ринкова загроза).

Таблиця 4.12 – SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: створення більш продуктивного інтерфейсу мобільної мережі, за рахунок цього надання більш швидкого та якісного надання послуг мобільного зв'язку	Слабкі сторони: ступінь задоволення потреб користувача, потреба в розробці додаткового обладнання, що надасть можливість просторово-часового оброблення сигналів в інтерфейсі мобільної мережі
--	--

Можливості: використання для ряду потреб користувачів	Загрози: незацікавленість клієнтів, висока конкуренція з національними операторами, що надають послуги мобільною зв'язку
---	--

На основі SWOT-аналізу розробляються альтернативи ринкової поведінки (перелік заходів) для виведення стартап-проекту на ринок та орієнтовний оптимальний час їх ринкової реалізації з огляду на потенційні проекти конкурентів, що можуть бути виведені на ринок (див. табл. 4.9, аналіз потенційних конкурентів). Визначені альтернативи аналізуються з точки зору строків та ймовірності отримання ресурсів (табл. 4.13).

Таблиця 4.13 – Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1.	Дослідження поведінки споживачів, пошук наукових ресурсів, розробка обладнання, створення реклами, взаємодія з покупцями для перевірки працездатності обладнання	80%	6 міс
2.	Дослідження поведінки споживачів, пошук інвесторів, створення наукових ресурсів, розробка обладнання, тестування	65%	1 рік

Обрано альтернативу № 1.

4.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів (табл. 4.14).

Таблиця 4.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1.	Власники мобільних мереж	Готові	Низький	Середня	Середня

Продовження таблиці 4.14

2.	Майбутні компанії, що розгортатимуть мобільні та безпроводові мережі	Готові	Високий	Середня	Середня
Які цільові групи обрано цільову групу №1 та №2.					

Для роботи в обраних сегментах ринку необхідно сформувати базову стратегію розвитку (табл. 4.15).

Таблиця 4.15 – Визначення базової стратегії розвитку

№	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентос- проможні позиції від- повідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку
1	Використання	Встановлення	Зацікавлення та	Стратегія

	альтернативних технологій та обладнання	нового стандарту якості	залучення гігантів у галузі мобільного зв'язку	диференціації
2	Дешевизна проекту	Раціональніші витрати на обладнання, та послуги	Максимальне використання наявного обладнання	Стратегія лідерства по витратах

Обрано стратегію диференціації. Наступним кроком є вибір стратегії конкурентної поведінки (табл. 4.16).

Таблиця 4.16 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект "першопрохідцем" на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки*
1.	Ні	Забирати існуючих та шукати нових	Так, основний функціонал	Наслідкування лідера

На основі вимог споживачів з обраних сегментів до постачальника (стартап-компанії) та до продукту (табл. 4.5), а також в залежності від обраної базової стратегії розвитку (табл. 4.15) та стратегії конкурентної поведінки (табл. 4.16) розробляється стратегія позиціонування (табл. 4.17), що полягає у формуванні ринкової позиції (комплексу асоціацій), за яким споживачі мають ідентифікувати торгівельну марку/проект.

Таблиця 4.17 – Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1.	Висока якість послуг	Диферен- ціації	Універсальність запропонованого рішення, гарант якості та продуктивності	Якість, продуктивність, надійне з'єднання

4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Першим кроком є формування маркетингової концепції товару, який отримає споживач. Для цього у табл. 4.18 наведені результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару.

Таблиця 4.18 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	Якість	Висока якість, сервісність	Якість
2	Дешевизна	Раціональне використання коштів	Дешевизна

Надалі розробляється трьохрівнева маркетингова модель товару: уточнюється ідея продукту та/або послуги, його фізичні складові, особливості процесу його надання (табл. 4.19).

Таблиця 4.19 – Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Якісний товар та послуги, стандартизована якість послуг та обладнання		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Вартість обслуговування	М	
	2.Сумісність з більшістю обладнання	М	
	3. Висока надійність	М	
	4. Безпечний для користування	М	
	Якість: стабільна робота та високопродуктивний функціонал		

Продовження таблиці 4.19

II. Товар у реальному виконанні	Встановлення та налаштування
	Марка: "Mobile interface"
III. Товар із підкріпленням	До продажу – послуги доступу до мережі інтернет
	Після продажу – персональний онлайн сервіс
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: захист інтелектуальної власності	

Після формування маркетингової моделі товару слід особливо відмітити чим саме проект буде захищений від копіювання. Захист може бути організовано за рахунок захисту ідеї товару (захист інтелектуальної власності), або ноу-хау, чи комплексне поєднання властивостей і характеристик, закладене на другому та третьому рівнях товару.

Наступним кроком є визначення цінових меж, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на потенційний товар (остаточне визначення ціни відбувається під час фінансово-економічного аналізу проекту), яке передбачає аналіз ціни на товари-аналоги або товари субститути, а також аналіз рівня доходів цільової групи споживачів (табл. 4.20). Аналіз проводиться експертним методом.

Таблиця 4.20 – Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1.	20000 у.о.	—	Високий	Н. 15000 у.о. – В. 22000 у.о. (Товар) Н. 1.8 у.о./міс – В. 2.15 у.о./міс. (Послуга)

Останнім кроком буде визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення. Так як налаштування обладнання у кінцевого користувача потребує певних професійних навиків від персоналу і обладнання налаштовується під кожного клієнта індивідуально, то збут доцільно проводити власними силами без застосування посередників.

4.6 Висновки з розділу

У процесі роботи було здійснено опис ідеї проекту, що полягає в побудові побудові інтерфейсу мобільного зв'язку з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів. Побудова відбувалась за рахунок обрання найбільш оптимальних та підходящих систем для організації усієї роботи, застосування яких на сьогоднішній день є дуже перспективним напрямом розвитку.

Застосування технологій для побудови інтерфейсу мобільної мережі з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів дозволяє надати користувачам більш якісне з'єднання та послуги зв'язку, а сам товар, тобто інтерфейс надасть операторам мобільного зв'язку використовувати більш продуктивний інтерфейс.

На сьогодні український ринок є перенасиченим розробками в цьому напрямі, оскільки мобільні та безпроводові мережі зв'язку завдяки розвитку ІТ дуже стрімко розвиваються та виходять на новий рівень та нові покоління. Більшість закордонних аналогів мають набагато більшу вартість, значну частину якої складає ім'я брендів, вартість послуг налаштування та технічної підтримки.

Для впровадження стартапу доцільно обрати альтернативу дослідження поведінки споживачів, здійснити пошук наукових ресурсів, розробити необхідне технічне обладнання, налагодити зв'язки з рекламою, постійно

взаємодіяти з покупцями для перевірки працездатності обладнання та отримання зворотного зв'язку.

Подальше виконання стартап-проекту вважається доцільним.

ВИСНОВКИ

В даній магістерській дисертації було проаналізовано особливості класичної технології CDMA та виявлено основні недоліки, які не дозволяють повністю розкрити можливості даної технології.

Для вирішення виявлених проблем запропоновано використання нового підходу до синхронізації та БМБОМ, які дозволяють:

- вирішити ближньо-дальню проблему
- перевикористовувати ансамбль ОРП
- збільшити ефективність системи аналогічно МІМО (виграш 3,5 рази при 16 каналах).

1. Проаналізовано особливості класичної технології CDMA та виявлено основні недоліки, які не дозволяють повністю розкрити можливості даної технології. До таких недоліків входять недосконалі кореляційні властивості ОРП, а також асинхронний режимі при передаванні сигналу від мобільної станції на базову станцію. Можливості систем із кодовим розділенням сигналів до боротьби з усіма видами завад і встановлення надійного багатоканального зв'язку визначаються саме кореляційними властивостями. При асинхронному прийманні з'являються додаткові міжканальні завади, які також проявляється як ближньо-дальня проблема (Near-far problem).

2. Досліджено принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів. Системи ПЧ-КОС складаються з АР для просторового оброблення сигналів та блоку кореляційного оброблення для узгодженої фільтрації як оброблення сигналу в часовій області. Взаємозв'язок простору і часу при просторовій КОС сприяють формуванню дворівневої характеристики спрямованості, що складається з адитивної компоненти (ХС за потужністю) та мультиплікативної компоненти, які перемножуються, тому

в тій же смузі частот і конструкції AP вдається досягнути вищої просторової вибіркової, ніж у AP з лінійним обробленням.

3. Було розроблено рекомендації щодо шляхів вирішення проблем систем з кореляційним обробленням сигналів, які пов'язані з положенням мобільних та базової станції. В запропонованому підході до синхронізації початкова фаза генераторів всіх МС залежатиме не від фази прийнятого пілот сигналу БС, а від їх віддаленості до БС. Якщо розглянути графічну залежність відгуків корисного сигналу та сигналу завади від символної затримки в часі, то відгук корисного сигналу буде описувати нормована АКФ ОРП, а відгук завади – нормована ВКФ ОРП. Даний принцип синхронізації дозволяє розширити принцип КОС до ПЧ-КОС.

4. Було надано рекомендації щодо принципів розширення КОС до ПЧ-КОС за допомогою використання нового принципу до синхронізації та використання LAS, ZCZ ОРП дозволяє розширити ємність системи за рахунок перевикористання ОРП для передавання даних. Проте, LAS/ZCZ вони мають ширшу зону нульової кореляції, якщо використовуються неповні (половинні) ансамблі ОРП, що призводить до зменшення спектральної ефективності даної системи. Дану проблему можна вирішити застосувавши багатоканальну М-арну бі-ортогональну маніпуляцію (БМБОМ). Використання МБОМ призводить до збільшення спектральної ефективності порівняно з DS-CDMA, але має енергетичний програш -3дБ. Перевикористання ОРП та використання МБОМ дає результат, аналогічний МІМО, проте з меншими затратами на апаратну частину.

5. В дисертації була проведена оцінка продуктивності та завадозахищеності в системі, що використовує новий підхід до синхронізації та БМБОМ.

Оскільки на відношення сигнал/шум прийнятого сигналу впливає похибка синхронізації, складові якої залежить від таких параметрів як швидкість передавання інформації, відстань до МС та нестабільність частоти

тактового генератора, була розроблена методика визначення складових загальної похибки синхронізації від даних параметрів. Також було проведено аналітичне дослідження залежності завадозахищеності системи від розсинхронізації. Як результат, при збільшенні розсинхронізації $SINR$ зменшується.

6. Було розроблено план стартап проекту для побудови інтерфейсу мобільного зв'язку з просторово-часовим кореляційним обробленням сигналів. При впровадженні стартапу доцільно обрати альтернативу дослідження поведінки споживачів, здійснити пошук наукових ресурсів, розробити необхідне технічне обладнання, налагодити зв'язки з рекламою, постійно взаємодіяти з покупцями задля перевірки працездатності обладнання, а також безперервного зворотного зв'язку. Подальше виконання проекту вважається доцільним.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Ипатов В.И. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – К.: «Техносфера», 2007. – 488 с.
2. Oleksandr Mazurenko. The new perspective on CDMA problems. // Восьма міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" (ПТ-14), 22–25 квітня, 2014 р. Збірник тез. К.: НТУУ "КПІ", 2014. – С. 505–507
3. Mazurenko O.V., Yakornov Y.A. Principles of three dimensional spatial multiplexing in wireless communications. Telecommunication Sciences, 2013, Volume 4, Number 2. - P.47-52.
4. Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. – К.: «ЕКМО», 2009. – 672 с.
5. Hsiao-Hwa Chen. The Next generation CDMA technologies.: John Wiley & Sons Ltd, 2007. 478p.
6. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М.; под.ред. И.Я. Кремер. Пространственно-временная обработка сигналов. - М.: Радио и связь, 1984. – 223 с.
7. Мазуренко О.В. Антенні решітки з нелінійною просторовою обробкою полігармонічних ортогональних сигналів / О. В. Мазуренко // Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка.- Вип. № 32 - К.: ВІКНУ, 2011, с.71-78.
8. Мазуренко О.В. Характеристики спрямованості антенних систем створені на основі кореляційних властивостей сигналів. // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2010»: Матеріали 6-ої м.м.н.-т.к - Севастополь:«Вебер», 2010.- с.213

9. И.А.Гепко. Комплементарные и спектрально-эффективные коды в радиотехнологиях четвертого поколения: монография / И. А. Гепко. - К. : Зв'язок, 2008. - 223 с.

10. Мазуренко О.В. Методи тривимірного просторового розділення сигналів в безпроводових телекомунікаціях. Дисертація на здобуття ступеня к.т.н., спеціальність 05.12.02. – К: КПП, 2013, - 146 с.

11. Mazurenko O.V., Yakornov E.A. Mobile communication system capacity increasing with spectrum spreading by means of space-time matched signal reception. 2011 21nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2011). Sevastopol, 2011, pp.404-405.

12. Carl Andren. IEEE P802.11-98/46. 2.4 GHz High Rate PHY: Harris semiconductor, Jan. 1998. Available at: http://www.ieee802.org/11/Documents/DocumentArchives/1998_docs/Feb98/80462B%20Briefing%20Harris.pdf

13. D.J. Richard van Nee. Patent No.: US 7,583,582 B2. M-ary orthogonal keying system. Date of Patent : Jul. 10, 2006.

14. http://www.ieee802.org/11/Documents/DocumentArchives/1998_docs/Feb98/80462B%20Briefing%20Harris.pdf

15. Баранчук О.О. Принципи просторово-часового кореляційного оброблення сигналів/ / О.О. Баранчук // Науково-технічна конференція «Сучасні проблеми застосування електронних та інформаційних технологій в телекомунікаціях, телебаченні та цифровому кінематографі». [Електронний ресурс] / Баранчук О.О. К.: НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2018. – С.75.
– Режим доступу: http://kaf-ztri.kpi.ua/wp-content/uploads/CONFERENCE_ZTRI_2018.pdf

16. Cho, K., and Yoon, D., "On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, July 2002, pp. 1074-1080.

17. Розроблення стартап-проекту [Електронний ресурс]. : Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.

18. ДСТУ 3008:2015. Національний стандарт України: Інформація та документація. Звіти у сфері науки і техніки, структура і правила оформлювання, Київ – 2016.

ДОДАТОК А

Реферат англійською мовою на тему магістерської дисертації

ABSTRACT

There are four main parts in this work. The first part is an analysis peculiarities of interfaces of mobile communication systems with correlation signal processing. The section will analyze the classical CDMA technology based on the use of OES and identify the main problems of systems with correlation signal processing..

The second part discusses the basic parameters that characterize the process of correlation signal processing, such as an autocorrelation function that describes the response of a useful signal, and a mutual correlation function that provides response response characteristics. The main disadvantages of the asynchronous transmission mode in the reverse channel (in the channel from the MS to the BS) are considered, and a new approach to synchronization is suggested, which allows to expand the principles of the CSP to the ST-CSP.

The third part is about carrying out the evaluation the performance of radio interfaces using the new synchronization approach and MBOM.

The last part is the development of a startup project for the implementation of the research for the already existing CDMA mobile network in Ukraine. A detailed analysis of the launch design was conducted.

Mobile telephony is the provision of telephone services to phones which may move around freely rather than stay fixed in one location. Mobile phones connect to a terrestrial cellular network of base stations (cell sites), whereas satellite phones connect to orbiting satellites. Both networks are interconnected to the public switched telephone network (PSTN) to allow any phone in the world to be dialed.

In 2010 there were estimated to be five billion mobile cellular subscriptions in the world.

Code-division multiple access (CDMA) is a channel access method used by various radio communication technologies.

CDMA is an example of multiple access, where several transmitters can send information simultaneously over a single communication channel. This allows several users to share a band of frequencies (see bandwidth). To permit this without undue interference between the users, CDMA employs spread spectrum technology and a special coding scheme (where each transmitter is assigned a code).

CDMA is used as the access method in many mobile phone standards. IS-95, also called "cdmaOne", and its 3G evolution CDMA2000, are often simply referred to as "CDMA", but UMTS, the 3G standard used by GSM carriers, also uses "wideband CDMA", or W-CDMA, as well as TD-CDMA and TD-SCDMA, as its radio technologies. E-commerce is a form of product delivery in which the ordering and selection of goods is made using Internet technology, and the mutual settlements between the supplier and the buyer are carried out using electronic documents or payment means. Under the e-commerce also refers to any form of business transaction conducted with the help of information networks.

CDMA2000 (also known as C2K or IMT Multi-Carrier (IMT-MC)) is a family of 3G mobile technology standards for sending voice, data, and signaling data between mobile phones and cell sites. It is developed by 3GPP2 as a backwards-compatible successor to second-generation cdmaOne (IS-95) set of standards and used especially in North America and South Korea.

CDMA2000 compares to UMTS, a competing set of 3G standards, which is developed by 3GPP and used in Europe, Japan, and China.

In CDMA2000 or WCDMA CDMA systems, the physical layer is generated by the direct sequence spread spectrum (DSSS) using orthogonal expanding sequences. The peculiarity of this method is the following: each information symbol is represented by one of the OES from a possible set of sequences. This approach allows you to combat multiradiance and provides system stability against inter-symbol and intra-system interference.

However, the CDMA system has a number of disadvantages that prevent the full potential of this technology. These deficiencies include imperfect correlation properties of the OES, as well as asynchronous mode when transmitting a signal from a mobile station to a base station.

Asynchronous reception leads to the appearance of additional inter-channel interference, which also manifests itself as a near-far-off problem.

The paper proposes ways of solving these problems, which consist in the implementation of advanced synchronization systems and a new type of channel encoding.

In the proposed approach to synchronization, the initial phase of generators of all MSs will depend not on the phase of the received pilot of the BS signal, but on their remoteness to the BS. This synchronization principle allows you to extend the CBS principle to the IF-COS.

Using LAS, ZCZ OES allows you to extend the capacity of the system by reusing the PNR for data transmission. However, LAS / ZCZ, they have a wider zero-correlation zone if the incomplete (half) OES ensembles are used, which reduces the spectral efficiency of the system. This problem can be solved by using the bi-orthogonal manipulation (BMBOM) of the multichannel M-arr. The use of MBOM results in increased spectral efficiency compared to DS-CDMA, but has an energy loss of -3dB using AFM-3 / AFM-9, the feature of which is the presence of zero points in their constellations.

The over-use of PNR and the use of MBOM yields a similar result to MIMO, but with less hardware costs.

In this work, the performance of radio interfaces was evaluated using a new approach to synchronization, and the MBOM estimation of performance is carried out according to parameters such as bit error probability and bandwidth. The probability of a bit error is determined by the ratio of the number of erroneous bits to their total number transmitted. The bandwidth of the channel determines the

maximum permissible maximum data rate that can be reached on the given channel.

The performance evaluation is performed using parameters such as bit error probability and bandwidth. The performance of the system is determined by the structure of the radio interface and is expressed as the signal / noise ratio (SNR) for this system. The ratio of signal / (noise + interference) becomes the greatest value when the distance between stations is determined precisely ($\Delta d = 0$), that is, with perfect synchronization ($\Delta t = 0$). In real conditions, the implementation of this condition is impossible, since there is an error of synchronization.

The synchronization error in the time dimension Δt_N is considered and the dependence of its dependence on the transmission rate R on the graphs is investigated. From the graphs it can be seen that with an increase in the transmission speed, the synchronization error decreases, and with the same speed value, the synchronization error will decrease with increasing signal / noise ratio. In addition, this error is inversely proportional to the coefficient of expansion M . That is, with increasing the expansion factor, the synchronization error decreases and the signal quality on the input improves. Therefore, the use of BMBOM has significant advantages in use, since it has the highest expansion rate.

On the other hand there is some absolute instability of frequencies δf . Then, during the propagation of the synchronization signal to the station and back, the estimation of the time Δt_c will take place with an error. In the section the graphs of the dependence of the error Δt_c from the distance to the station are studied at different values of frequency instability δf . From the graphs it is seen that when the station is depleted, that is, with increasing d the error of the synchronized Δt_c signal increases, and with increasing instability of the frequency of the generator, it increases significantly.

Given the error in the time dimension and the error that occurs due to the frequency instability generator, you can determine the maximum transmission

speed R_{\max} . The dependence R_{\max} of the distance to the station and the frequency instability of the generator on different values of the signal-to-noise ratio are investigated. From the charts it became clear that with increasing SNR the transmission speed also increases.

In this work the graphs of dependence SNR_H on the distance d and instability of the frequency of the generator at different values SNR_H are investigated. From the graphs it is seen that with a minimum value of the distance of the MS to the BS and absolute instability, the value $SINR$ becomes the maximum value and gradually decreases with increasing these quantities. Moreover, at a greater value SNR_H , the value $SINR$ reaches a greater value

Taking into account all conditions, the system performance is investigated, which depends on the spectral efficiency. In addition, it has been investigated that the performance of a BMBOM system is much higher than the classic DS-CDMA system.

To solve the problems identified, a new approach to synchronization and the BMBOM is proposed, which allow:

- solve the near-far-off problem;
- reuse the PFU ensemble;
- increase the efficiency of the system similar to MIMO (win 3.5 times at 16 channels).